

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

PAUL BILDSTEIN

1^{re} THÈSE

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE
MESURANT DE TRÈS FAIBLES RETARDS
ENTRE DES SIGNAUX TRANSITOIRES DE LA GAMME DES BASSES FRÉQUENCES

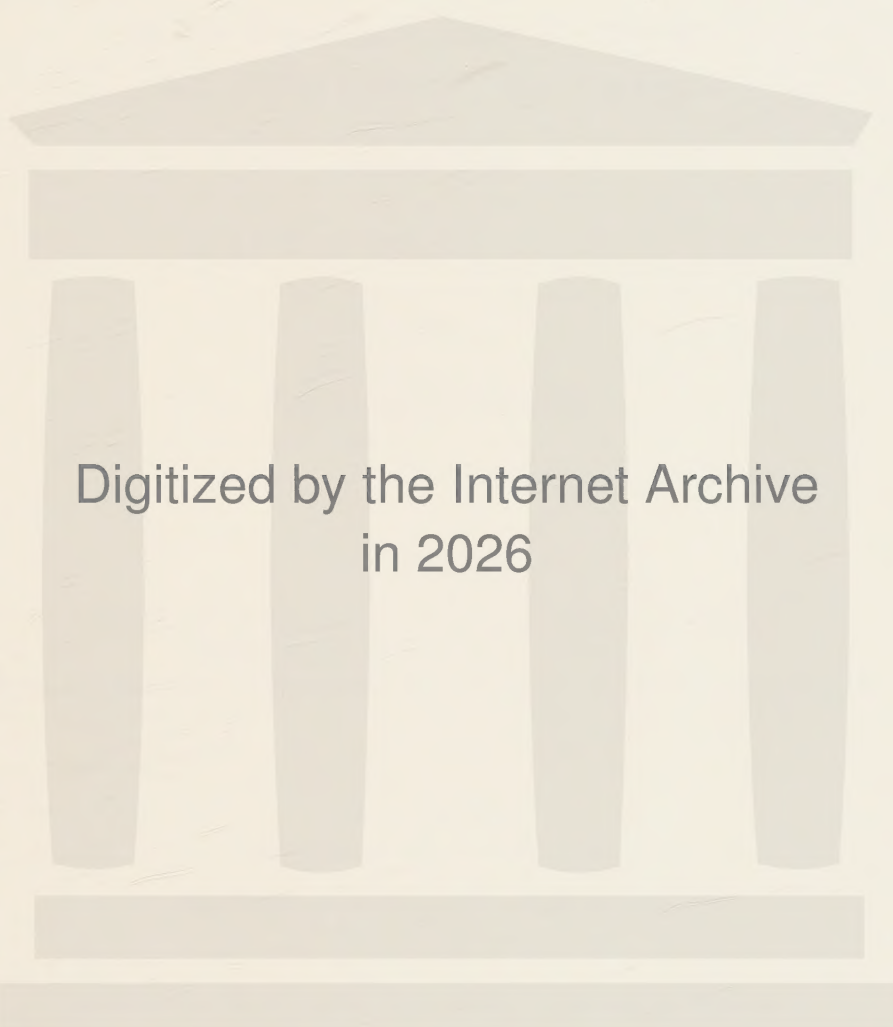
2^e THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

CEINTURES DE RADIATIONS « VAN ALLEN »

Soutenues le 14 juin 1962, devant la Commission d'Examen

Jury	{	MM. ROCARD	{	Président.
		BAURAND		Examineurs.
		DELLOUE		



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41550219_0040

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE D'INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

PAUL BILDSTEIN

1^{re} THÈSE

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE
MESURANT DE TRÈS FAIBLES RETARDS
ENTRE DES SIGNAUX TRANSITOIRES DE LA GAMME DES BASSES FRÉQUENCES

2^e THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

CEINTURES DE RADIATIONS « VAN ALLEN »

Soutenues le 14 juin 1962, devant la Commission d'Examen

<i>Jury</i> {	MM. ROCARD	<i>Président.</i>
	BAURAND	<i>Examineurs.</i>
	DELLOUE	



ÉTUDE ET RÉALISATION
D'UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE
MESURANT DE TRÈS FAIBLES RETARDS
ENTRE DES SIGNAUX TRANSITOIRES
DE LA GAMME
DES BASSES FRÉQUENCES

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

Doyen M. ZAMANSKY

PROFESSEURS :

G. JULIA	T	Analyse supérieure et algèbre supérieure.	CHOQUET	T	Théorie des fonctions et topologie.
PRENANT	T	Anatomie et histologie comparée.	FELDMANN	T	Biologie végétale marine.
GRASSÉ	T	Évolution des êtres organisés.	GUINIER	T	Physique des solides (Orsay).
PRÉVOST	T	Chimie organique.	JOST	T	Physiologie comparée.
WYART	T	Minéralogie et cristallog.	FORTET	T	Calcul des probabilités et physique mathématique.
TEISSIER	T	Zoologie.	SCHARTZ	T	Calcul diff. et intégral.
MANGENOT	T	Biologie vég. (Orsay).	CHOUARD	T	Physiologie végétale.
AUGER	T	Physique quantique et relativité.	MALAVARD	T	Aviation (techn. aéronaut.).
MONNIER	T	Physiologie générale.	BRELOT	T	Calcul diff. et intégral.
PIVETEAU	T	Paléontologie.	NORMANT	T	Chimie organique.
ROCARD	T	Physique (E.N.S.).	BENARD	T	Chimie minérale.
CARTAN	T	Mathématiques (E.N.S.).	BUVAT	T	Botanique (E.N.S.).
LAFFITTE	T	Chimie générale.	DUGUE	T	Statistiques mathématiques.
FAVARD	T	Géométrie supérieure.	SOULAIRAC	T	Psychophysiologie.
COULOMB	T	Physique du globe.	ULRICH	T	Physiologie végétale.
M ^{lle} COUSIN	T	Biologie animale (S.P.C.N.).	MARÉCHAL	T	Optique théorique et appli.
CHRÉTIEN	T	Chimie minérale.	KIRRMANN	T	Théories chimiques.
DRACH	T	Zoologie.	CHADEFAUD	T	Botanique.
KASTLER	T	Physique (E.N.S.).	M ^{lle} LE BRETON	T	Physiologie de la nutrition.
EPHRUSSI	T	Génétique.	SALEM	T	Mathématiques générales.
RIVIERE	T	Géologie (S.P.C.N.) et sédim.	LELONG	T	Application de l'analyse à la géométrie.
GAUTHERET	T	Biologie végétale (P.C.B.).	DEVILLERS	T	Anatomie et histologie comp.
LUCAS R.	T	Recherches physiques.	EHRESMANN	T	Topologie algébrique.
THOMAS A.	T	Biologie cellulaire.	FRANÇOIS	T	Physique (S.P.C.N.).
ARNULF	T	Optique appliquée.	GLANGEAUD	T	Géographie phys. et géologie dynamique.
MORAND	T	Physique enseignement.	GODEMENT	T	Mathématiques (M.P.C.).
SOLEILLET	T	Physique (P.C.B.).	PISOT	T	Tech. mathém. de la phys.
FORTIER	T	Mécanique exp. des fluides.	ROCH	T	Géologie.
DANJON	T	Astronomie.	SCHATZMAN	T	Astrophysique.
PETIT	T	Biologie maritime.	TERMIER	T	Paléontologie stratig.
QUENEY	T	Météorologie et dynamique atmosphérique.	ZAMANSKY	T	Mathématiques générales.
GALLIEN	T	Embryologie.	LENNUIER	T	Physique (M.G.P.).
EICHHORN	T	Botanique.	RIZET	T	Génétique.
DE CUGNAC	T	Biologie végétale (S.P.C.N.).	ROUTHIER	T	Géologie appliquée.
M ^{lle} CAUCHOIS	T	Chimie physique.	M ^{me} TONNELAT	T	Physique théorique.
THELLIER	T	Physique du globe.	DIXMIE	T	Mathématiques (M.P.C.).
L'HÉRITIER	T	Biologie générale (Orsay).	SOUCHAY	T	Chimie générale.
GRIVET	T	Radio-électricité (Orsay).	AIGRAIN	T	Électrotechnique générale.
PONCIN	T	Mécanique générale.	BRUSSET	T	Chimie systématique.
DUBREIL	T	Arithmétique et théorie des nombres.	M. LÉVY	T	Physique théorique des hautes énergies (Orsay).
QUELET	T	Chimie organique.	M ^{me} CHAIX	T	Chimie biologique.
CAGNIARD	T	Géophysique appliquée.	M ^{me} HUREL-PY	T	Biologie végétale (P.C.B.).
CHAMPETIER	T	Chimie macromoléculaire.	PIAUX	T	Chimie (M.P.C.).
CUVILLIER	T	Micropaléontologie.	BRUN	T	Mécanique théorique des fluides.
JUNG	T	Pétrographie.	LEDERER	T	Chimie biologique.
TRILLAT	T	Microscopie et diffraction électronique.	M ^{me} DUBREIL	T	Mathématique (agrég.).
WIEMANN	T	Chimie organique et struc.	M ^{me} LELONG	T	Mathématiques II (E.N.S.).
JACQUINOT	T	Spectroscopie et physique céleste (Orsay).	BELLAIR	T	Géologie (S.P.C.N.).
VASSY	T	Physique de l'atmosphère.	COTTE	T	Physique électricité.
DESTOUCHES	T	Théories physiques.	DUBOIS J.-E.	T	Chimie organique.
AMIEL	T	Chimie générale.	LAMOTTE	T	Zoologie (E.N.S.).
HOCART	T	Minéralogie et cristallog.	MICHEL A.	T	Chimie minérale (Orsay).
J.-P. MATHIEU	T	Physique optique.	OLMER	T	Énergétique générale.
COUTEAUX	T	Biologie animale (P.C.B.).	ROUAULT	T	Électricité (Orsay).
MAY	T	Zoologie (Orsay).	GAUTHIER	T	Mécanique appliquée.
			BARCHEWITZ	T	Chimie physique.

BROSSEL.....	T	Physique atomique.	DURAND-DELGA ..	T	Géologie.
BUSER	T	Physiologie comparée.	FREON	T	Chimie organique (Orsay).
CAMUS	T	Physiol. végétale (B.M.P.V.).	HELLER	T	Physiolog. végétale.
CASTAING	T	Physique II, Thermod. (Orsay).	TORTRAT	T	Calcul des probabilités.
CURIEN	T	Minéralogie et cristallographie.	CAILLEUX		Géologie (S.P.C.N.).
MOYSE	T	Physiologie végét. (Orsay).	MAGNAN.....	T	Physique (S.P.C.N.).
NOIROT	T	Évolution des êtres organisés.	DAUDEL	T	Mécanique ondulatoire appliq. à la chim. théor. et à la physique nucléaire.
PANNETIER	T	Chimie générale.	M ^{lle} FOURCROY..		Biologie végétale (S.P.C.N.).
POSSOMPES	T	Zoologie.	M ^{me} CHOQUET- BRUHAT ..	T	Mécanique analytique et mécanique céleste.
TEILLAC	T	Chimie quantique.	M ^{lle} VEIL.....		Physiologie générale.
TONNELAT	T	Physique nucl. et radio- activité.	LWOFF	T	Microbiologie.
VILLÉ	T	Biologie physico-chimique.	SIESTRUNCK ..	T	Mécan. phys. et expérim.
WILLEMART ...	T	Économétrie.	LACOMBE	T	Métallurg. des métaux nucl.
DODE	T	Chimie (P.C.B.).	BROCHARD	T	Physique (P.C.B.) (Orsay).
FREYMAN	T	Chimie (Orsay).	CABANNES	T	Mécanique générale.
RECHERCHES physiques.			LESIEUR.....	T	Mathématiques I (Orsay).
GULNOCHET ...	T	Recherches physiques.	MAZET	T	Mécanique générale (Orsay).
BIOL. vég. (S.P.C.N.) (Orsay).			CAIRE		Géographie phys. et géol. dynamique.
ROLLET	T	Biol. vég. (S.P.C.N.) (Orsay).	COMOLET	T	Mécanique des fluides.
M ^{lle} JOSIEN	T	Chimie minérale.	CORABŒUF ...		Mécanique des fluides.
CHIMIE (S.P.C.N.).			DELLOUE		Physiologie animale (Orsay).
GÉOMÉTRIE algéb. et théorie des groupes.			GORENFLOT ...		Physique de l'exosphère.
ARNOUT	T	Géométrie algéb. et théorie des groupes.	HOUILLOIN ...		Botanique II (Orsay).
Électronique (Orsay).			CHIMIE (S.P.C.N.) (Orsay).		
CHAPELLE	T	Électronique (Orsay).	MALGRANGE ...	T	Technique math. de la phy- sique (Orsay).
DELANGE	T	Physique (Orsay).	OLIVIER		Antropologie.
MATHÉMATIQUES I (Orsay).			NOZERAN	T	Botanique II (Orsay).
MATHÉMATIQUES gén. (Orsay).			BLANC-LAPIERRE	T	Physique (E.N.S.) (Orsay).
MÉCANIQUE théor. des fluides.			CHEVAUGEON ..	T	Physique (E.N.S.) (Orsay).
GÉOLOGIE.			KAHANE.....	T	Botanique (Orsay).
CHIMIE physique.			SAMUEL	T	Mathématiques (Orsay).
PHYS. des particules fond.			KOURGANOFF ..	T	Mathémat. féminines (E.N.S.).
MÉTÉO. et phys. de l'atmosph.			THIRY	T	Astronomie (Orsay).
PSYCHOPHYSIOLOGIE.			ABELES		Mécanique céleste.
PHYSIQUE des solides (Orsay).			AMAT		Physique (S.P.C.N.).
ÉTUDES des moléculaires natu- relles complexes.			AUBOIN		Physique (P.C.B.).
BIOLOGIE animale (S.P.C.N.) (Orsay).			M ^{me} BENOIT- GUEUTAL ..		Géologie.
PHYSICO-CHIMIE des radio- éléments.			BOUGIS		Physique nucl. et radioactiv.
ÉLECTROCHIMIE.			BRUHAT	T	Biologie marine (Ville- franche-sur-Mer).
CHIMIE du métabolisme.			BRUNN	T	Mathématiques (M.P.C.).
PHYSIOL. anim. (Orsay).			CHABBAL	T	Géologie historique (Orsay).
ANALYSE numérique.			DEHEUVELS ...	T	Physique (M.G.P.) (Orsay).
CHIMIE analytique.			D'ESPAGNAT ..	T	Mathématique propé. (Orsay).
PHYSIOLOGIE vég. (B.M.P.V.) (Orsay).			FURON		Physique théorique (Orsay).
CHIMIE (M.P.C.) (Orsay).			M ^{me} GANS	T	Géologie (S.P.C.N.).
CHIMIE (P.C.B.).			GENEVES		Génétique.
PHYSIQUE nucléaire (Orsay).			GUILBERT		Biologie végétale (P.C.B.).
PHYSIQUE (S.P.C.N.).			HUPE		Physique (C.U.S.) (Orléans).
ZOOLOGIE (Orsay).			HOLLANDE....	T	Pétrographie.
ÉLECTRONIQUE (Orsay).			LIONS	T	Biologie générale.
CHIMIE des radio-éléments (Orsay).			MAITTE		Analyse numérique.
THERMODYNAMIQUE et méc. physique.			MEYER		Chimie (P.C.B.).
GÉOLOGIE des grandes régions du globe.			NICOLAS		Physique propédeutique.
BIOLOGIE animale (P.C.B.).			PANIGEL		Géologie appliquée.
BOTANIQUE tropicale (Orsay).			RAVIER		Biologie générale.
PHYSIOLOGIE végétale.			ROSEAU	T	Pétrographie.
CHIMIE biol. (Orsay).			ROUBINE		Mécanique théor. des fluides
BIOLOGIE animale (P.C.B.).			SILBER	T	Électronique.
BIOLOGIE animale (S.P.C.N.).			UEBERSFELD ..	T	Chimie (P.C.B.).
GÉOPHYSIQUE ionosphère.			YVON	T	Électronique.
BOTANIQUE.					Théories physiques.
PHYSIQUE (M.G.P.).					

Secrétaire général. R. POULLAIN

Qu'il nous soit permis, au début de cet exposé, de remercier M. le Professeur Y. ROCARD qui a bien voulu nous accueillir dans les Laboratoires de l'École Normale Supérieure.

Nous remercions également M. le Professeur J. DELLOUE qui nous a proposé le sujet de cette étude et en a permis la réalisation par les conseils qu'il nous a prodigués et les moyens considérables qu'il a mis à notre disposition.

Nous associons à nos remerciements toutes les personnes qui nous ont aidés pour la mise au point de cet appareillage.

TABLE DES MATIÈRES

	PAGES
INTRODUCTION	1
1 Principe de l'appareillage	5
1,1 Méthode de détermination de la direction d'arrivée	5
1,2 Dispositif de représentation des directions d'arrivée	6
1,3 Détermination de k et k'	7
2 Circuits d'entrée	10
2,1 Généralités	10
2,2 Étude de l'amplificateur à réaction négative	11
2,21 Réaction négative classique	13
2,22 Réaction négative sélective pour compenser le déphasage	15
2,23 Réaction négative sélective pour compenser les variations de gain	16
2,3 Aériens	17
2,31 Disposition géométrique	17
2,32 Constitution	17
2,4 Préamplificateurs	18
2,5 Câbles	27
2,6 Amplificateurs de sortie de câbles	31
3 Calculateur	34
3,1 Généralités	34
3,2 Amplificateur opérationnel à courant continu	36
3,3 Différence	39
3,4 Intégrateur	40
3,5 Amplificateur et ajustage du gain	43
3,6 Diviseur	44
3,61 Principe	44
3,62 Stabilité	45
3,63 Multiplicateur	46
3,64 Fonctionnement en diviseur	52

	PAGES
3,7 Valeur absolue	56
3,8 Restitution du signe	60
3,81 Changeur de signe	60
3,82 Commutateur	61
3,83 Amplificateur écrêteur	65
3,9 Résultats obtenus à l'aide de l'ensemble des amplificateurs et calculateurs.	71
4 Dispositif de lecture	73
4,1 Oscilloscope	73
4,2 Ellipses de polarisation en projection	73
4,3 Surmodulation du spot de l'oscilloscope	76
4,4 Dispositif d'addition	78
5 Circuits d'alimentation	80
5,1 Alimentation du tube de l'oscilloscope	80
5,2 Alimentation basse tension	80
6 Conclusion	83
BIBLIOGRAPHIE	84

INTRODUCTION

Le problème posé est celui de la détermination de la direction d'arrivée d'ondes électromagnétiques très longues avec application aux phénomènes géophysiques connus sous le nom de sifflements radio-électriques.

Les sifflements radio-électriques sont des perturbations électromagnétiques du domaine des très basses fréquences, engendrées par les décharges orageuses, et qui se propagent à travers l'ionosphère et l'exosphère le long de trajets fortement dispersifs voisins des lignes de force du champ magnétique terrestre. L'énergie correspondante peut donc être captée, quand les conditions sont favorables, dans un voisinage assez étendu autour du point conjugué géomagnétique de celui où s'est produit l'éclair générateur. Le plus souvent, la dispersion se traduit par un temps de propagation plus court pour les fréquences élevées (10 kHz) que pour les fréquences basses (1 kHz), l'écart étant de l'ordre de la seconde : la conversion de ces vibrations électromagnétiques en vibrations acoustiques par un amplificateur et un haut-parleur produit un sifflement caractéristique.

Ces phénomènes sont évidemment du plus haut intérêt pour l'étude de la très haute atmosphère jusqu'à plusieurs rayons terrestres puisque leurs caractéristiques reflètent les variations de la densité électronique et du champ magnétique de ces régions.

Le caractère le plus couramment étudié est la dispersion, ou, plus exactement, la loi de variation de la fréquence en fonction du temps. Mais un autre paramètre intéressant est la polarisation, liée à la structure du champ électromagnétique de ces ondes. Malheureusement, l'effet du sol, qu'on peut considérer en première approximation comme bon conducteur à ces fréquences, est de faire disparaître en son voisinage les composantes verticales du champ magnétique de l'onde, et il n'est pas possible, pratiquement, de se soustraire à cet effet en s'écartant du sol, en raison de la grandeur de la longueur d'onde.

Un Lissajous entre les tensions fournies par deux cadres verticaux perpendiculaires entre eux ne donne donc que la projection sur un plan horizontal de l'ellipse de polarisation du plan d'onde. Pour reconstituer celle-ci, il est nécessaire de connaître la direction de la normale au plan d'onde.

Les méthodes radio-électriques classiques ne conviennent pas, en général. Par exemple, on ne peut concevoir à ces fréquences d'aériens suffisamment directifs qui ne soient pas de dimensions prohibitives et dont l'orientation puisse être modifiée rapidement. Par ailleurs, les méthodes basées sur l'emploi des propriétés directives des cadres (cadre tournant, cadres croisés et coupleur rotatif) sont à écarter vu la polarisation complexe des ondes étudiées.

Un autre aspect du problème est le caractère fugitif des phénomènes étudiés : la durée totale d'un sifflement est très courte et, de plus, chaque fréquence n'est excitée que pendant une faible partie de cette durée. D'autre part, le chemin suivi par les ondes dans l'exosphère dépend de la fréquence : la direction d'arrivée doit donc varier avec

cette dernière et, par suite, changer rapidement. Il est donc nécessaire d'élaborer un dispositif à mesure instantanée.

La remarque précédente montre qu'il serait intéressant que le dispositif opère en « bande large », par exemple de 1 à 15 kHz, afin de donner le maximum d'information sur chaque sifflement. Mais il est évident qu'une telle utilisation sera limitée par les phénomènes eux-mêmes : en effet, lorsque deux ou plusieurs phénomènes distincts induisent simultanément des tensions dans les antennes de l'appareillage, le résultat obtenu n'aura, en général, aucun rapport avec la direction d'arrivée de ces phénomènes. Ceci se produira en particulier chaque fois qu'un atmosphérique classique, excitant simultanément dans la bande considérée des composantes spectrales d'amplitudes très grandes, se produira dans le cours d'un sifflement ; en moyenne, il faut s'attendre à observer une dizaine d'atmosphériques d'énergie suffisante pour fausser la mesure pendant chaque sifflement. D'autre part, les sifflements eux-mêmes sont le plus souvent complexes et comportent des « composantes », dont chacune peut être considérée comme une fréquence pure évoluant dans le temps, plus ou moins séparées les unes des autres, par exemple de quelques dizaines de millisecondes, ou même pratiquement juxtaposées et produisant dans l'analyse spectrale (sonagramme) une trace diffuse. L'utilisation de l'appareillage en bande large est, dans ce dernier cas, impossible puisque les composantes multiples sont continuellement présentes pendant toute la durée du sifflement : on ne peut donc espérer obtenir de mesures valables, même par instants, comme dans le cas de la perturbation par les atmosphériques.

Cependant, l'intérêt de l'observation de la direction d'arrivée d'un sifflement en fonction de la fréquence est tel qu'il faut se réserver la possibilité d'utiliser l'appareil en bande large chaque fois que des sifflements purs se produiront, ce qui est malheureusement rare : le dispositif étudié se prête naturellement à ce genre d'utilisation et peut toujours être transformé en appareillage sélectif par l'adjonction de circuits appropriés.

Une méthode de détermination des directions d'arrivée des sifflements radio-électriques a été proposée, en 1957, par M. DELLOUE (Thèse de Doctorat d'État, Paris, 1957 ; *Journal de Physique et le Radium*, juin-juillet 1960) : on mesure les intervalles de temps entre les arrivées de l'onde en trois points séparés de quelques dizaines de kilomètres les uns des autres et on en déduit les angles (azimut, élévation) de la normale à l'onde supposée plane. L'appareillage opérant à une fréquence fixe (5,5 kHz), on mesure en fait des déphasages : les distances entre les points sont telles que ces déphasages soient appréciables et de plusieurs dizaines de degrés en général. Un dispositif électronique simple affiche sur un tube cathodique chacun de ces déphasages sous la forme de l'inclinaison d'une droite ou du grand axe d'une ellipse. Une caméra à déroulement continu en assure l'enregistrement, en même temps que celui de la polarisation donnée par deux cadres perpendiculaires. Cette méthode a l'inconvénient d'exiger des relais hertziens pour ramener en un même point les signaux à comparer et, donc, d'exiger un personnel et des moyens techniques assez importants : il est indiqué de tenter de ramener les distances entre points d'observation à quelques centaines de mètres et d'assurer le transport des signaux par des câbles. La difficulté réside alors dans la mesure précise de retards très petits (une fraction de microseconde) entre des signaux transitoires de spectres complexes.

L'intérêt d'un tel appareillage est encore plus net depuis que la même méthode, utilisant des distances de quelques dizaines de kilomètres, a montré que le front d'onde pouvait en certains cas ne pas être plan : on peut donc espérer opérer dans de meilleures conditions en diminuant la distance entre points d'observation.

En résumé, l'étude qui suit est celle d'un dispositif permettant de mesurer instantanément et continuellement les retards très faibles, de l'ordre du dixième de microseconde, entre des signaux transitoires complexes, mais identiques, dont le spectre s'étend de 1 à 5 kHz. Ce dispositif est associé à des aériens distants de quelques centaines de mètres auxquels il est relié par des câbles et des circuits spécialement étudiés pour éviter d'introduire des erreurs influençant les résultats. Enfin, les tensions traduisant les retards sont utilisées par une autre partie de l'appareillage qui donne une représentation simple des directions d'arrivée et de la polarisation et qui a l'avantage de ne pas nécessiter un déroulement continu du film d'enregistrement.

PRINCIPE DE L'APPAREILLAGE

1,1 MÉTHODE DE DÉTERMINATION DE LA DIRECTION D'ARRIVÉE

Nous plaçons trois aériens aux sommets d'un triangle rectangle du plan horizontal OAB (*fig. 1*) :

$$OA = l, \quad OB = l'.$$

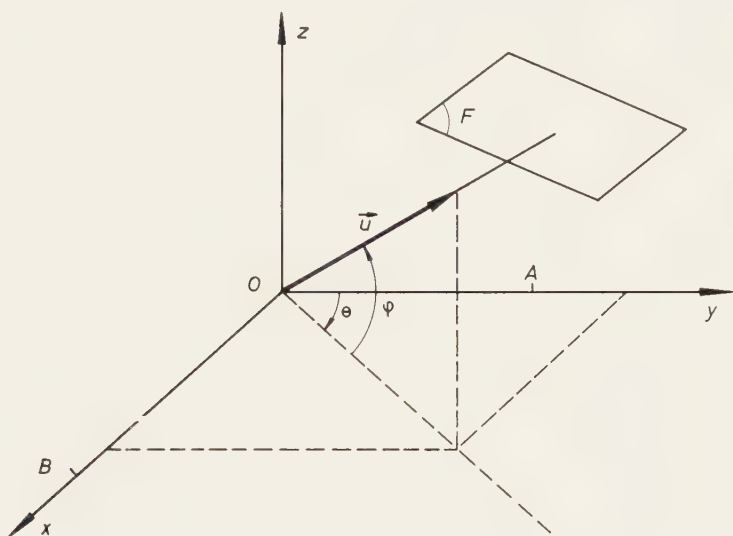


Fig. 1.

Considérons une onde électromagnétique plane F, dont nous nous proposons de déterminer la direction d'arrivée, c'est-à-dire la direction de la normale. Le vecteur unité porté par cette normale est défini par les cosinus directeurs :

$$r = \sin \varphi, \quad p = \cos \varphi \cos \theta, \quad q = \cos \varphi \sin \theta.$$

Si, au temps $t = 0$, le plan d'onde passe par 0, son équation est :

$$px + qy + rz = ct,$$

c = vitesse de l'onde.

Au temps t_1 , l'onde arrive en A) $l, 0, 0$, et au temps t_2 en B) $0, l', 0$. Il vient :

$$\cos \varphi \cos \theta = p = \frac{ct_1}{l} = \frac{t_1}{T_1} = k \quad \text{--- } 1 \leq k \leq 1;$$

$$\cos \varphi \sin \theta = q = \frac{ct_2}{l'} = \frac{t_2}{T_2} = k' \quad \text{--- } 1 \leq k' \leq 1.$$

On en déduit les angles θ et φ par les relations :

$$(1) \quad \begin{cases} \operatorname{tg} \theta = \frac{k'}{k} \\ \cos \varphi = \sqrt{k^2 + k'^2} \end{cases}$$

Par conséquent, si nous mesurons les différences de temps d'arrivée t_1 et t_2 , ou k et k' qui leur sont proportionnels, nous déduirons la direction d'arrivée de l'onde par les angles θ et φ . Ce sera le but de cet appareillage.

1.2 DISPOSITIF DE REPRÉSENTATION DES DIRECTIONS D'ARRIVÉE

Il serait compliqué de calculer les angles θ et φ à partir des grandeurs k et k' par les formules (1), surtout si ce calcul doit s'effectuer de nombreuses fois. Aussi, employons-nous un dispositif de lecture qui fait apparaître directement ces angles sur un diagramme tracé par le spot d'un oscilloscope et qu'il sera facile de photographier.

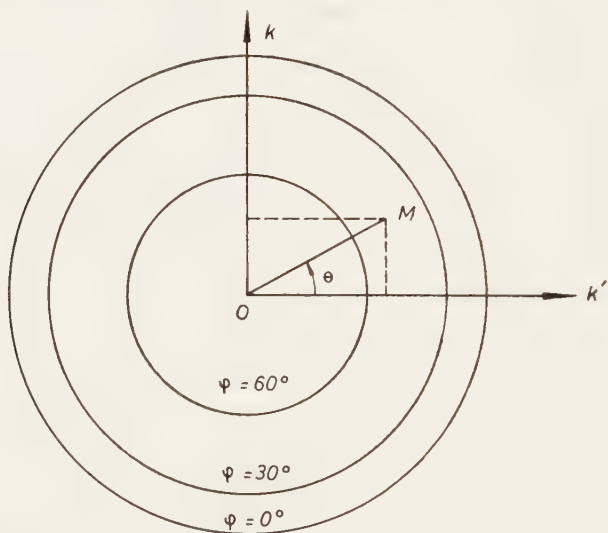


Fig. 2.

En effet, si nous envoyons des tensions proportionnelles aux grandeurs k et k' , respectivement, sur les plaques XX' et YY' d'un oscilloscope dont le centre du tube est O , on aura les relations :

$$\operatorname{tg} \widehat{Ok', OM} = \frac{k'}{k} = \operatorname{tg} \theta ;$$

$$|OM| = \sqrt{k^2 + k'^2} = \cos \varphi.$$

Donc, la position du spot M nous donnera à la fois les angles θ et φ . Celui-ci ne peut d'ailleurs évoluer qu'à l'intérieur du cercle de centre O et de rayon 1.

Pour faciliter la lecture on peut graduer le tube en élévation φ à l'aide de cercles concentriques, comme indiqué sur la figure 2.

Cette représentation est susceptible d'une interprétation simple : en effet, si l'on porte à partir de O un vecteur unité dans la direction de la normale à l'onde et si l'on projette son extrémité sur le plan horizontal xOy , on obtient le point M précédent. On a donc remplacé une représentation tridirectionnelle par une représentation projective.

En plus de sa simplicité, ce dispositif présente l'avantage, pour la mesure de directions d'arrivée de sifflements, d'éviter que le diagramme d'arrivée ne soit perturbé par les atmosphériques lointains.

En effet, les atmosphériques lointains ont une direction d'arrivée sensiblement horizontale. Le lieu des directions d'arrivée horizontales étant le cercle de rayon 1, le spot se trouve rejeté au bord du tube pendant la durée des atmosphériques perturbateurs.

1,3

DÉTERMINATION DE k ET k'

C'est précisément le but de l'appareillage. Pour cela, nous allons mesurer t_1 et t_2 qui sont proportionnels à k et k' .

L'aérien placé en A reçoit l'onde étudiée, et une tension $V = f(t)$ apparaît à ses bornes. De même, l'aérien du point O fournit une tension $V' = f(t + \Delta t)$.

Considérons le développement en série de TAYLOR :

$$f(t + \Delta t) - f(t) = \Delta t f'(t) + \frac{\Delta t^2}{2!} f''(t) + \dots$$

Si Δt est suffisamment petit, nous pouvons conserver uniquement le premier terme du développement et en déduire Δt :

$$\Delta t = \frac{f(t + \Delta t) - f(t)}{f'(t)}. \quad (2)$$

En particulier, si la fonction $f(t)$ est sinusoïdale, l'égalité (2) n'est valable que si Δt est très petit devant la période de $f(t)$. Ceci signifie que les distances des aériens OA, OB devront être très faibles vis-à-vis de la longueur d'onde correspondant à la fréquence la plus élevée admise par l'appareillage.

Mais il faut, d'autre part, que ces longueurs OA, OB soient suffisantes pour permettre des mesures précises sans entraîner de complications. Aussi, avons-nous été amenés à choisir un compromis : la fréquence supérieure à laquelle nous travaillons est 12 Hz. Ce qui correspond à une longueur d'onde de 28 km environ. Nous avons choisi $OA = OB = 707$ m, soit $0,025 \lambda$ minimal.

Mais examinons de plus près l'erreur commise sur Δt dans le cas où $f(t)$ est une fonction sinusoïdale du temps :

$$f(t) = \sin \omega t, \quad f(t + \Delta t) = \sin \omega (t + \Delta t)$$

d'où :

$$\frac{f(t + \Delta t) - f(t)}{f'(t)} = \frac{1}{\omega} \sin(\omega \Delta t) = (1 - \cos \omega \Delta t) \operatorname{tg} \omega t;$$

Δt étant petit, on obtient en ne conservant que les premiers termes des développements :

$$\left| \frac{f(t + \Delta t) - f(t)}{f'(t)} = \Delta t - \frac{\omega \Delta t^2}{2} \operatorname{tg} \omega t \right|.$$

Si Δt varie lentement par rapport à $f(t)$, nous constatons que le terme correctif est une grandeur alternative à la pulsation ω et peut donc être éliminé par filtrage. On obtient ainsi la grandeur Δt avec plus d'exactitude.

Mais revenons à l'équation (2). Si nous effectuons les opérations de cette équation à l'aide d'un calculateur analogique, nous aurons deux inconvénients majeurs :

1° lorsque la fréquence varie, le numérateur et le dénominateur de cette équation varient proportionnellement à ω :

$$\begin{aligned} f(t + \Delta t) - f(t) &= \omega \Delta t \cos \omega t; \\ f'(t) &= \omega \cos \omega t. \end{aligned}$$

Lorsque la fréquence passe de 2 kHz à 12 kHz, le numérateur et le dénominateur ont une amplitude variant dans le rapport de 1 à 10. Cette variation d'amplitude avec la fréquence s'ajoute à la variation d'amplitude du phénomène, et oblige le calculateur à avoir une dynamique considérable (de l'ordre de 100, par exemple).

2° l'opération $f(t + \Delta t) - f(t)$ donne un signal d'autant plus petit par rapport à $f(t)$ ou $f(t + \Delta t)$ que Δt est plus petit (par exemple de l'ordre de 1/100). Comme le diviseur analogique n'opère convenablement que sur des tensions assez élevées, il faudra amplifier le résultat.

On remédie à cet inconvénient en effectuant le changement de fonction suivant :

$$F(t) = \int f(t) dt,$$

$$\text{d'où :} \quad F(t + \Delta t) = \int f(t + \Delta t) dt \quad \text{et} \quad F'(t) = f(t).$$

On obtient alors à la place de l'équation (2) :

$$\Delta t = \frac{\int f(t + \Delta t) - \int f(t)}{f(t)}. \quad (3)$$

Ainsi, pour Δt donné :

— le numérateur et le dénominateur restent d'amplitude constante en fonction de la fréquence ;

— en réglant convenablement la constante de temps de l'intégrateur ($RC \omega = 1$), l'opération $f(t + \Delta t) - f(t)$ ne change pas l'amplitude du signal d'entrée.

Nous arrivons donc à un schéma de réalisation qui comprend (*fig. 3*) :

1° *Circuits d'entrée* :

— trois aériens :

- trois préamplificateurs placés à la base des aériens ;
- trois câbles chargés de véhiculer les signaux ;
- trois amplificateurs alternatifs.

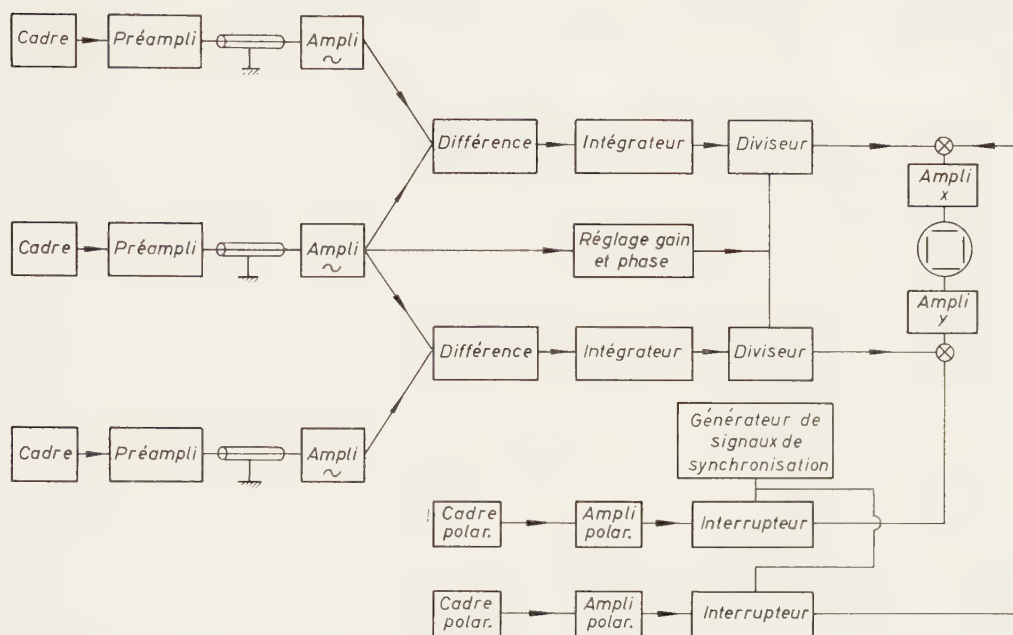


Fig. 3. — Schéma synoptique de l'appareillage.

2° Un « calculateur » comportant :

- deux calculateurs de différence très précis et à très faible résiduelle ;
- deux intégrateurs ;
- des amplificateurs pour ajuster les niveaux des tensions ;
- deux diviseurs fonctionnant entre 2 kHz et 12 kHz.

3° Un dispositif de lecture qui se compose :

- d'un tube oscillographique de grand diamètre avec son alimentation et ses amplificateurs ;
- d'un système de superposition des ellipses de polarisation ;
- d'une caméra de prise de vues.

Nous allons étudier ces trois parties de l'appareillage.

CIRCUITS D'ENTRÉE

2,1

GÉNÉRALITÉS

Nous avons vu que ces appareils devaient avoir des caractéristiques très stables, car toute modification, en phase ou en amplitude, de la fonction $f(t)$ fausse le résultat de la différence $f(t + \Delta t) - f(t)$.

En particulier, pour une onde sinusoïdale, nous avons la relation :

$$f(t + \Delta t) - f(t) = A \sin \omega (t + \Delta t) - \sin \omega t = A \sin \omega \Delta t \cos \omega t.$$

L'amplitude de cette différence est $A \sin \omega \Delta t$. Pour une différence de marche de 70 m, à 3 kHz, ce terme vaut $4,4 \cdot 10^{-3}$ A. Nous voyons donc qu'une variation de gain de 0,44 % d'un amplificateur, donne le même effet qu'une différence de marche de 70 m. Nous verrions de même qu'une modification de phase de $14'$ à 3 kHz donnerait également le même effet qu'une différence de marche de 70 m. Pour une fréquence de 12 kHz ces chiffres sont 1,75 % et $56'$.

Une grande stabilité de la caractéristique de phase est aisée à obtenir, car le déphasage total est déjà très faible et ne dépend que de capacités très stables, telles que celle présentée par le câble.

Il n'en est pas de même pour le gain des différents étages. En particulier, les variations des caractéristiques des tubes et les variations des résistances en fonction de la température, peuvent fausser les résultats. Pour obtenir une stabilité parfaite du gain des amplificateurs, nous avons donc pris les précautions suivantes :

- emploi de tubes vieillis et sélectionnés ;
- résistances à couche de carbone de coefficient de température $2 \cdot 10^{-4} / ^\circ\text{C}$;
 - contre réaction systématique de tous les étages, à l'aide de résistances à couche métallique, de très haute stabilité thermique : $2 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$.

De plus, les amplificateurs sont ventilés afin de stabiliser leur température.

Toute modification des éléments de l'amplificateur est divisée par le coefficient de réaction βG et sera considérablement réduite. Il n'en est pas de même des modifications des résistances de réaction elles-mêmes. C'est pourquoi nous avons utilisé, dans les chaînes de réaction, des résistances à très haute stabilité thermique : $2 \cdot 10^{-5}$ par degré. Comme le coefficient de température des autres résistances est de $2 \cdot 10^{-4}$ par degré, le coefficient de réaction βG est au moins égal à 10.

Aussi, une variation de température de 10°C entraîne-t-elle une variation de gain de $2 \cdot 10^{-4}$ seulement, ce qui équivaut à une erreur absolue de 4 m sur la différence de marche d'une onde à 3 kHz. Cette erreur est très faible vis-à-vis de la longueur

$$\text{OA} = \text{OB} = 707 \text{ m.}$$

Tous les autres éléments non électroniques ont été réalisés avec beaucoup de soins, afin d'éviter une éventuelle influence sur les résultats.

Nous avons donc été amené à utiliser systématiquement des amplificateurs avec réaction négative et qui n'admettent qu'un déphasage très faible. Aussi, nous avons fait tout d'abord une étude générale d'un tel amplificateur, et cherché le moyen de corriger les défauts introduits par la réaction négative.

Nous avons choisi un amplificateur à deux tubes (une double triode et une pentode) qui, malgré sa simplicité, possède des performances très intéressantes :

— forte impédance d'entrée : bien que le tube d'entrée soit une triode, la réaction négative ramenée sur sa cathode diminue sa capacité d'entrée en rendant négligeable l'effet Miller ;

— très faible impédance de sortie : l'étage de sortie est un cathodyne dont l'impédance interne, déjà faible, est divisée par le coefficient de réaction βG_0 . On supprime ainsi tous les effets des connexions de sorties, en particulier l'effet néfaste provoqué par la forte capacité des câbles blindés ;

— très large bande passante, avec un gain important. De plus, comme nous allons le voir, on peut régler l'allure de la courbe de réponse de manière à obtenir, soit un déphasage nul dans un très large domaine, soit une courbe de gain parfaitement plate dans ce même domaine.

L'intérêt de l'emploi de tels amplificateurs réside dans le fait qu'ils n'introduiront aucune perturbation sur les signaux que nous étudions et que la limitation de la bande passante utile pourra être effectuée par des cellules de filtrage simples, dont les éléments sont stables et parfaitement définis.

2,2

ÉTUDE DE L'AMPLIFICATEUR A RÉACTION NÉGATIVE

Le schéma de principe est indiqué ci-contre (*fig. 4*). Nous allons expliciter les gains des trois étages, en l'absence de la réaction négative.

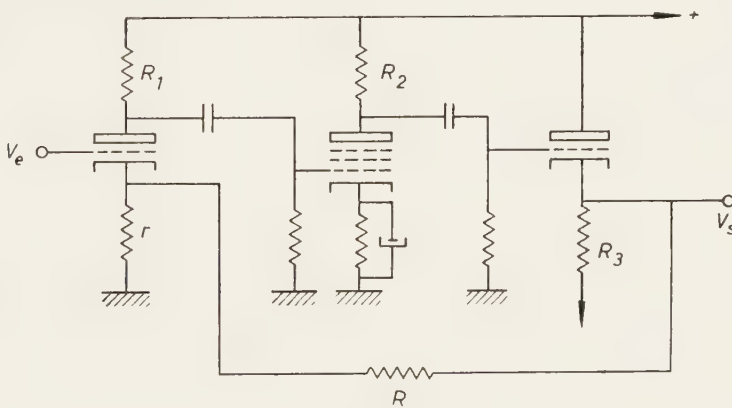


Fig. 4.

Étage 1.

Les grandeurs caractéristiques de l'étage sont : ρ_0 , μ , R_1 , r et les capacités parasites $C = c_1 + C_s$, $C_{gp} = c_1$.

Posons : $\rho_0 + (\mu + 1) r = \rho, \quad m = 1 + \frac{\rho}{R_1}.$

Nous obtenons :

$$G_1 = \frac{-\mu + j C_1 \omega (\rho_0 + (\mu + 1) r)}{1 + \frac{\rho_0}{R_1} + \frac{(\mu + 1) r}{R_1} + j C \omega (\rho_0 + (\mu + 1) r)}, \quad G_1 = \frac{-\mu + j C_1 \omega \rho}{m + j C \omega \rho}.$$

Étage 2.

Le deuxième tube étant une pentode, on ne doit pas tenir compte de sa capacité grille-plaque ; ses caractéristiques sont, par analogie : $\rho', \mu', C', R',$ et sa pente est s' ; d'où le gain du deuxième étage :

$$G_2 = \frac{s' R_2}{1 + j C' \omega R_2}.$$

Quant au cathodyne de sortie, si sa pente est s'' , C_3 sa capacité grille-cathode, on pose :

$$C'' = C_s + C_{gp} + C_3 \quad C_s = \text{capacité de sortie.}$$

Son gain est alors :

$$G_3 = \frac{(s'' + j \omega C_3) R_3}{1 + \left(\frac{\mu + 1}{\rho} + j \omega C'' \right) R_3}.$$

Comme R_3 est grand, nous pouvons sans inconvénient remplacer cette expression par :

$$G_3 = \frac{s'' + j \omega C_3}{s'' + j \omega C''}.$$

Le gain composite est, en négligeant le terme en ω^3 qui n'intervient que pour des valeurs de ω très élevées :

(4)

$$G' = G_1 G_2 G_3 = \frac{\mu s' s'' R_2 + C_1 C_3 \rho s' R_2 - j \omega (-\mu s' R_2 C_3 + C_1 s' s'' \rho R_2)}{m s'' - \omega^2 [C C' R_2 \rho s'' + C'' (\rho C + m R_2 C')] + j \omega (m C' + s'' \rho C + m s'' R_2 C')}.$$

Cette expression peut s'écrire sous la forme :

$$G' = \frac{A + B \omega^2 - j \omega D}{A' - B' \omega^2 + D' j \omega} = \frac{N}{\Delta}$$

avec A, B, D et A', B', D' positifs.

Nous appliquons maintenant à cet amplificateur une réaction complexe, de manière à compenser le déphasage ou l'atténuation aux fréquences élevées.

Le coefficient de réaction est : $\beta = a + j \omega b.$

Le gain devient : $G = \frac{G_0}{1 - \beta G_0} = \frac{N}{\Delta - \beta N}.$

$$(5) \quad G' = \frac{A + B \omega^2 - j \omega D}{A' - aA - \omega^2 (B' + aB - bD) + j \omega (D' + aD - Ab)}$$

avec :

$$\begin{aligned} A &= s'R_2 \mu s''; & B &= C_1 C_3 \rho s'R_2; \\ A' &= ms''; & B' &= CC'R_2 \rho s'' + C'' (\rho C + mR_2 C'); \\ D &= s'R_2 (s'' \rho C_1 - \mu C_2); \\ D' &= mC'' + s'' (mR_2 C' + \rho C). \end{aligned}$$

Nous allons étudier cette expression dans trois cas :

1° réaction négative classique : a négatif, $b = 0$;

2° réaction négative sélective pour compenser le déphasage : a négatif, b positif ;

3° réaction négative sélective pour compenser les variations de gain : a négatif, b négatif.

2,21 Réaction négative classique.

Elle se fait à l'aide du pont de résistances R et r :

$$(6) \quad \beta = a = \frac{-r}{R + r}, \quad b = 0 ;$$

$$G' = \frac{A + B \omega^2 - j \omega D}{A' - aA - \omega^2 (B' + aB) + j \omega (D' + aD)}.$$

Les termes fonction de ω qui interviennent les premiers lorsque la fréquence augmente sont B' et D' , alors que B et D sont encore très petits. Nous aurons encore une bonne expression du gain en écrivant :

$$(7) \quad G' = \frac{A}{A' - aA - B' \omega^2 + j \omega D'}.$$

d'où l'amplitude et le déphasage :

$$\begin{aligned} G' &= A[(A' - aA)^2 + \omega^2 D'^2 - 2 \omega^2 B'(A' - aA) + B'^2 \omega^4]^{-1/2}, \\ \operatorname{tg} \varphi &= \omega D'[(A' - aA - B' \omega^2)]^{-1}. \end{aligned}$$

La dérivée du terme sous le radical est :

$$4 \omega^3 B'^2 + 2 \omega [D'^2 - 2 B'(A' - aA)].$$

Elle s'annule pour :

$$(8) \quad \omega^2 = \frac{A' - aA}{B'} - \frac{D'^2}{2 B'^2} \quad (\text{avec } a \text{ négatif ou nul}).$$

Pour $a = 0$, le second membre de cette expression est toujours négatif, ce qui montre que le module de la tension de sortie décroît continuellement.

— Lorsque le module de a augmente, la dérivée s'annule pour $\omega = 0$, lorsque :

$$(9) \quad \frac{A' - aA}{B'} = \frac{D'^2}{2 B'^2}, \quad a = \frac{2 B' A' - D'^2}{2 A B'}.$$

— Lorsque le module de a continue à croître, le gain passe par un maximum pour la valeur de ω déduite de l'expression (8). La valeur de ce maximum est :

$$(10) \quad |G| = \frac{2 A B'}{D'} [4 B'(A' - aA) - D'^2]^{-1/2}.$$

Remarquons que la relation (8) donne : $2 B'(A' - aA)$ plus grand que D'^2 , donc, *a fortiori*, le terme sous le radical est positif et ne peut s'annuler. De plus, remarquons que si $D'^2 \ll 2 B'^2(A' - aA)$, ce qui est généralement le cas lorsque le module de a n'est pas trop petit, l'expression (7) devient :

$$(11) \quad (G'_{\max}) = \frac{A}{\omega D'} = \frac{A}{D'} \sqrt{\frac{B'}{A' - aA}} \quad \text{et} \quad \varphi \approx 90^\circ.$$

Si nous appelons $G_0 = G'$ pour $\omega = 0$, nous avons :

$$G_0 = \frac{A}{(A' - aA)},$$

d'où le rapport :

$$(12) \quad \left| \frac{(G'_{\max})}{G_0} \right| = \frac{1}{D'} [B'(A' - aA)]^{1/2}$$

et

$$(13) \quad \omega_{\max} = \left(\frac{A' - aA}{B'} \right)^{1/2}$$

ou

$$(14) \quad \left| \frac{(G'_{\max})}{G_0} \right| = \frac{B' \omega_{\max}}{D'}.$$

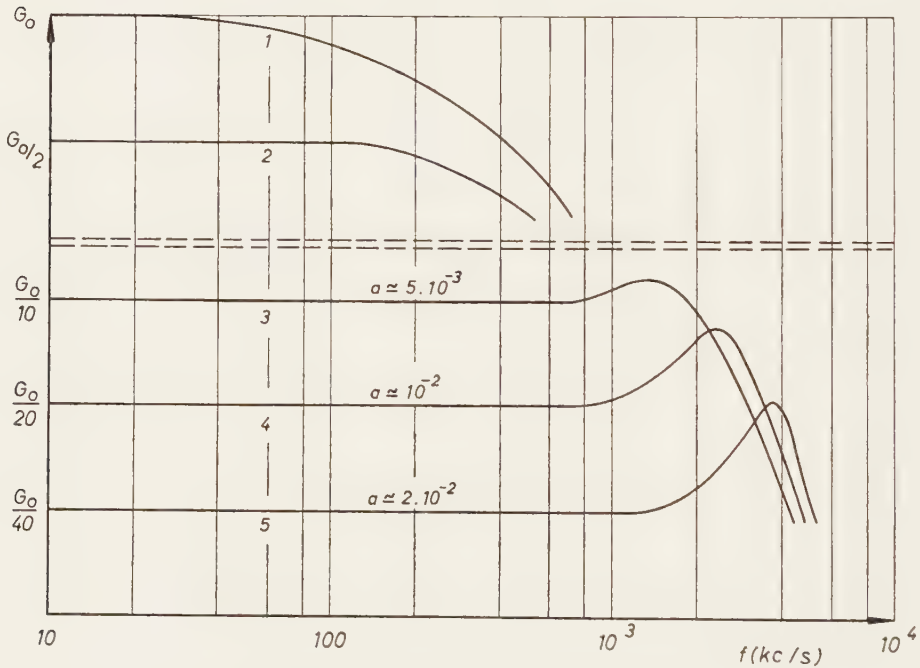


Fig. 5. — Courbes du gain pour diverses valeurs du coefficient de réaction a .

1 : $a = a$; 2 : $a = a_0$; 3, 4, 5 : $a = a_0$.
 $G_0 = 2\,000$.

En résumé, nous obtenons les résultats suivants :

— Pour a faible, la courbe de gain décroît avec la fréquence, sans présenter de maximum.

— Pour $|a| = |a_0| = \frac{(2 B'A' - D'^2)}{2 AB'}$ ou $a = \frac{(mR_2C' + \rho C)}{2 s'R_2^2 \mu_r CC'}$ le gain décroît le moins rapidement possible.

— Pour $|a| > |a_0|$, la courbe de gain passe par un maximum. La fréquence et la valeur de ce gain maximal sont données par les équations (7) et (4).

— Pour $|a| \gg |a_0|$, le rapport $\frac{G_{\max}}{G_0}$ croît comme $(a)^{1/2}$ tandis que la valeur correspondante de la pulsation croît également comme $(a)^{1/2}$. Le déphasage est alors de 90° pour ce gain maximal. Ce dernier cas nous intéresse particulièrement, car c'est le plus fréquent.

Ces résultats sont résumés par la feuille de courbes ci-contre (fig. 5).

2,22 Réaction négative sélective pour compenser le déphasage.

Reprenons l'expression du gain (5) :

$$G' = \frac{A + B \omega^2 - j \omega D}{A' - aA - \omega^2 (B' + aB - bD) + j \omega (D' + aD - Ab)}.$$

Tant que les termes du deuxième degré en ω^2 sont petits vis-à-vis des termes constants A et A', le déphasage peut être compensé en égalant les déphasages du numérateur et du dénominateur de l'égalité (5) :

$$(15) \quad \boxed{-\frac{D}{A} = \frac{D' + aD - Ab}{A' - aA} \quad \text{soit} \quad b = \frac{AD' + A'D}{A^2}}.$$

Pour cela, il faut obtenir un terme b positif proportionnel à ω . On place à cet effet une capacité C_0 en parallèle sur r (fig. 6). Cette capacité est toujours très faible, de sorte que l'on a :

$$\begin{aligned} \beta &= -(a + jb) = \frac{1}{z + R} = \frac{1}{1 + \frac{R}{z}} \\ &= \frac{r}{R + r + RrjC_0\omega} \quad rC_0\omega \ll 1 \end{aligned}$$

$$\text{d'où :} \quad \beta = -r \frac{(1 - rjC_0\omega)}{(R + r)}; \quad b = -arC_0,$$

soit :

$$(16) \quad \boxed{C_0 = \frac{AD' + A'D}{-arA^2}}.$$

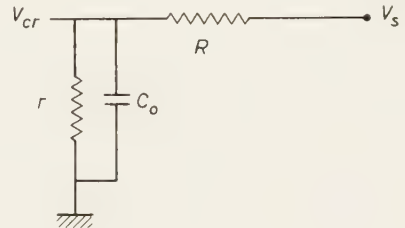


Fig. 6.

Mais alors, le maximum $|G'_{\max}|$ devient :

$$(17) \quad |G'_{\max}| = \frac{A + B \omega^2 - j \omega D}{aD - \frac{A'D}{A^2}}.$$

Il se trouve considérablement augmenté, cependant la stabilité n'est pas encore critique. On pourra se contenter d'une compensation moins parfaite pour obtenir une marge de stabilité encore plus grande, particulièrement intéressante si l'on place deux amplificateurs en série.

2,23 Réaction négative sélective pour compenser les variations de gain.

Comme précédemment, l'expression (1) peut se mettre sous la forme suivante :

$$(18) \quad G' = \frac{A}{A' - aA - B' \omega^2 + j \omega (D' - Ab)}$$

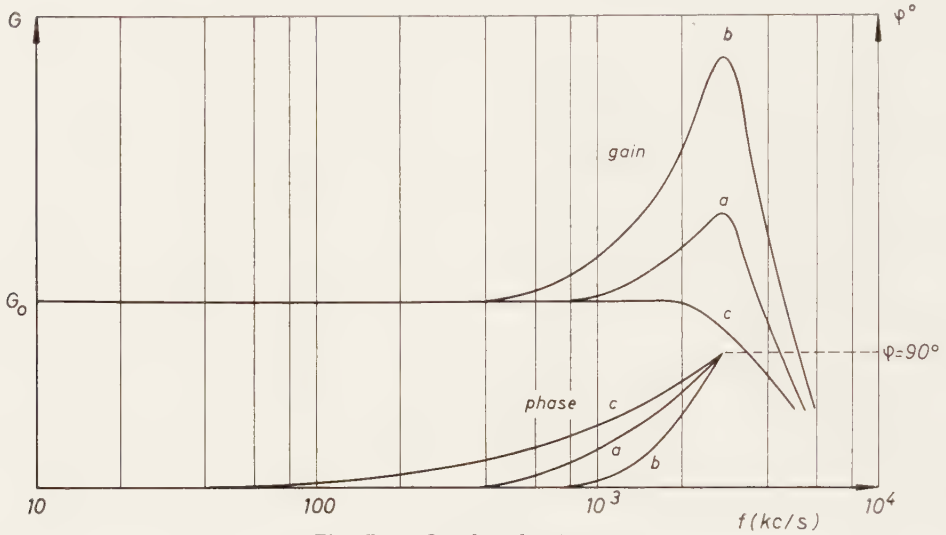


Fig. 7. — Courbes de réponse.

a : Réaction négative classique; *b* : Compensation du déphasage; *c* : Compensation du gain.

ce qui donne comme valeur absolue du gain :

$$(19) \quad G = A[(A' - aA)^2 - 2(A' - aA)B'\omega^2 + \omega^2(D'^2 + A'b^2 - 2AD'b) + B'^2\omega^4]^{-1/2}.$$

Nous voyons que nous pouvons annuler les termes en ω^2 , à l'aide d'une réaction négative comportant un terme b négatif :

$$(20) \quad b = \frac{D' - (2B'(A' - aA))^{1/2}}{A}.$$

Une telle valeur négative de b peut être obtenue en plaçant un condensateur C'_0 en parallèle sur R (fig. 8) :

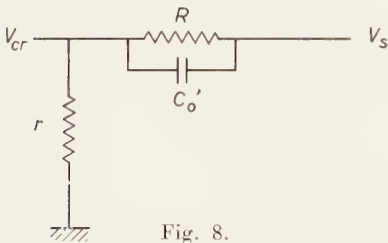


Fig. 8.

$$\begin{aligned} -\beta - a + jb &= \frac{V_i}{V_s} = \frac{r}{r + \frac{R}{1 + RjC'_0\omega}} \\ &= \frac{r(1 + RjC'_0\omega)}{(r + R)}; \quad b = aR C'_0. \end{aligned}$$

$$(21) \quad C'_0 = \frac{D' - (2B'(A' - aA))^{1/2}}{aAR}.$$

Dès lors, le gain s'écrit :

$$(22) \quad |G| = A((A' - aA)^2 + B'^2\omega^4)^{-1/2},$$

$$(23) \quad \text{tg } \varphi = \frac{-\sqrt{\frac{2B'}{A^2}}(A' - aA)\omega}{A' - aA - B'\omega^2}.$$

Donc le déphasage est proportionnel à la fréquence et l'amplitude est constante tant que $B' \omega^2$ est petit vis-à-vis de A' et aA . Puis l'amplitude décroît. On obtient donc une transmission optimale d'un signal de forme quelconque.

Remarquons que la fréquence définie par :

$$B' \omega^2 = A' - aA$$

correspond dans ce cas à une atténuation de 3 dB, alors que dans le cas précédent elle correspondait à l'amplitude maximale. Mais, dans tous les cas, le déphasage à cette fréquence est de 90°, indépendamment de C_0 .

En résumé.

L'adjonction d'un terme complexe b dans la chaîne de réaction permet deux sortes de compensation :

1° b positif : le déphasage est nul dans un grand domaine de fréquence ;

2° b négatif : amplitude de sortie constante et déphasage proportionnel à la fréquence dans un large domaine spectral.

Ces résultats sont résumés par la série de courbes (*fig. 7*). Nous allons maintenant appliquer aux divers circuits, à tolérance très stricte, les résultats de cette étude.

2,3

AÉRIENS

2,31 Disposition géométrique.

En raison de la parfaite symétrie électrique de l'ensemble de l'appareillage, nous avons adopté une disposition géométrique parfaitement symétrique de ce dernier. Ainsi, les imperfections de montage se compensent et nous pouvons espérer une grande amélioration des performances si nous veillons à réaliser des appareils aussi identiques que possible.

Les trois aériens sont donc placés au sommet d'un triangle rectangle isocèle, et le calculateur au milieu de l'hypothénuse de ce triangle, relié par trois câbles de même longueur (500 m) aux aériens. On obtient ainsi une distance $OA = OB = \frac{1\ 000}{\sqrt{2}} = 707\text{ m.}$

2,32 Constitution.

Les aériens sont des cadres. Ils présentent un meilleur rapport signal/bruit, du fait qu'ils travaillent en basse impédance et que leur sensibilité aux parasites industriels est très réduite à cause de leur très basse fréquence. Mais, cependant, leur hauteur effective est aussi très faible aux fréquences auxquelles nous travaillons.

Rappelons que la hauteur effective d'un aérien est le rapport entre l'amplitude de la tension recueillie aux bornes de cet aérien à l'amplitude du champ électrique de l'onde captée. Elle est donnée par la formule :

$$(24) \quad \left| h = \frac{2 \pi NS}{\lambda} \right|.$$

S : surface d'une spire ;

N : nombre de spires ;

λ : longueur d'onde recueillie.

Nous avons intérêt à utiliser des cadres ayant un nombre de tours suffisant, mais surtout ayant une grande surface afin de ne pas trop augmenter l'inductance propre du cadre qui est proportionnelle à N^2 et à S .

Nous utilisons des cadres carrés de 1,5 m de côté et de quarante spires fixées rigidement dans des encoches de bois de manière à éviter toute déformation. Le point milieu de ce cadre est réuni à la masse, pour réaliser la symétrie électrique. Remarquons que la hauteur effective de ces aériens est petite, et proportionnelle à la fréquence. Ceci entraîne deux conséquences :

- la tension du signal sera faible ;
- les tensions parasites induites par les émetteurs à onde longue nous gêneront car leur fréquence est supérieure à celle du phénomène qui nous intéresse.

Afin d'améliorer à la fois ces deux facteurs, nous accordons ces cadres sur la fréquence moyenne de 6 kHz en réalisant un faible facteur de surtension pour recueillir les fréquences extrêmes de 3 et 12 kHz avec atténuation de 3 dB.

L'amortissement est réalisé par la résistance r' qui ferme le circuit sur une faible impédance. On a représenté le schéma équivalent :

$$\frac{V}{e} = \frac{r'}{r + r'(1 - LC \omega^2) + j \omega (L + rr' C)},$$

$L = 2 \text{ mH} ; \quad C = 362 \text{ 000 pF} ; \quad r = 11 \Omega.$

On en déduit la valeur de r' pour réaliser l'amortissement convenable :

$$r' = 50,5 \Omega,$$

d'où le coefficient de surtension, en négligeant r :

$$L \frac{\omega}{r'} = 1,5.$$

La hauteur effective à 6 kHz, compte tenu de l'accord du cadre, est :

$$h = 1,5 \text{ cm.}$$

Cette hauteur effective reste très faible. Il est donc nécessaire d'amplifier le signal avant de le transporter dans le câble. En effet, les atmosphériques donneront les tensions crête de l'ordre de 400 μ V et les sifflements des tensions crête de l'ordre de 100 μ V.

Comme nous l'avons vu, il est indispensable d'amplifier le signal avant de le transporter dans les câbles, afin d'améliorer le rapport signal sur bruit. De plus, le signal issu des cadres est un signal symétrique par rapport à la masse. Nous désirons transporter un signal dissymétrique, à l'aide d'un câble unifilaire qui présente une plus faible

capacité linéique. A cet effet, nous avons prévu un pré-amplificateur qui aura un triple rôle :

- amplifier le signal avant le transport ;
- transformer le signal symétrique en un signal dissymétrique ;
- adapter l'impédance des cadres à celle des câbles.

L'amplificateur doit satisfaire aux exigences suivantes :

- faible bruit ;
- stabilité parfaite de gain ;
- déphasage très faible et stable.

La réduction du bruit de fond s'est avérée particulièrement délicate. En effet, les tensions fournies par les cadres sont de l'ordre de $100 \mu V$, et l'amplification s'effectue en bande large et basse fréquence, jusqu'à quelques 100 kHz. Le bruit de grenaille des tubes, qui se manifeste surtout à partir de 100 kHz n'est pas très gênant. Par contre, l'effet microphonique, les fluctuations de haute tension dues à une régulation imparfaite, et surtout les fluctuations du courant de chauffage des tubes sont très gênantes aux fréquences acoustiques.

Aussi, le premier tube, une double triode ECC 81, qui présente un faible bruit de scintillation, est-il monté sur un support antimicrophonique, en bronze phosphoreux, d'efficacité suffisante.

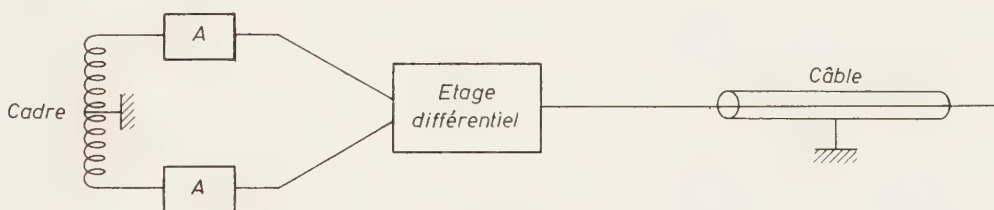


Fig. 9.

Les fluctuations de haute tension dues à un filtrage imparfait provoquant de fortes tensions parasites par rapport au signal. On les élimine en réalisant un amplificateur totalement symétrique, terminé par un étage différentiel. Ceci est parfaitement efficace (*fig. 9*).

Les fluctuations de chauffage sont éliminées par l'emploi d'un chauffage en courant continu stabilisé. De plus, le premier tube est une double triode. Ce filament unique fait que les fluctuations éventuelles sont les mêmes sur les deux moitiés du tube et sont éliminées par l'étage différentiel. On obtient ainsi un bruit total ramené, à l'entrée, inférieur à $10 \mu V$, pour toute la gamme de fréquences amplifiée (c'est-à-dire jusqu'à 500 kHz).

L'étage final de ce préamplificateur assure à la fois la sortie en basse impédance et le passage de tension symétrique en tension dissymétrique. Il présente la particularité de fournir deux tensions servant à contre-réactionner chaque moitié de l'amplificateur séparément, et de se trouver ainsi englobé dans la chaîne de réaction, ce qui lui assure la stabilité de gain nécessaire et diminue son impédance interne jusqu'à 7Ω .

Il se compose de deux tubes E 188 CC à forte pente, montés en série et attaqués par les tensions e_1 et e_2 en opposition de phase (fig. 10). Le schéma équivalent est représenté par la figure 11.

Étage final et schéma équivalent.

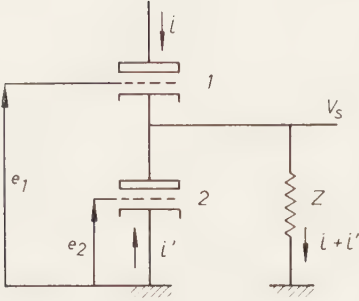


Fig. 10.

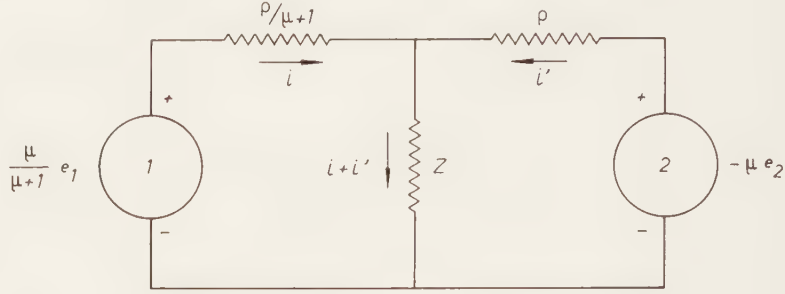


Fig. 11.

On résout les courants i et i' et leur somme $i + i'$ en appliquant le théorème de superposition des états d'équilibre :

état 1, $e_2 = 0$:

$$i_1 = \frac{\mu}{\mu + 1} e_1 \frac{(\mu + 1)(\rho + Z)}{\rho[\rho + Z(\mu + 2)]}; \quad i'_1 = \frac{\mu}{\mu + 1} e_1 \frac{(\mu + 1)Z}{\rho[\rho + Z(\mu + 2)]};$$

état 2, $e_1 = 0$:

$$i'_2 = \frac{\mu e_2(Z + \rho/(\mu + 1))(\mu + 1)}{\rho[\rho + Z(\mu + 2)]}; \quad i_2 = \frac{\mu e_2(\mu + 1)Z}{\rho[\rho + Z(\mu + 2)]}.$$

En superposant ces deux états :

$$(25) \quad i = \frac{\mu(\rho + Z)e_1 + \mu(\mu + 1)Ze_2}{\rho^2 + \rho Z(\mu + 2)},$$

$$(25 \text{ bis}) \quad i' = \frac{-\mu Ze_1 - \mu(\mu + 1)\left(Z + \frac{\rho}{\mu + 1}\right)e_2}{\rho^2 + \rho Z(\mu + 1)},$$

$$(26) \quad i + i' = \frac{\mu(e_1 - e_2)}{\rho + Z(\mu + 2)}.$$

La tension de sortie et l'impédance interne du système sont respectivement :

$$(27) \quad (28) \quad \left| V_s = Z(i + i') = \frac{e_1 - e_2}{\frac{\mu + 2}{\mu} + \frac{\rho}{\mu Z}}, \quad Z_i = \frac{\rho}{\mu + 2} \right|.$$

Nous voyons donc que cet étage se comporte, au point de vue gain et impédance interne, sensiblement comme un étage cathodyne ayant sur sa grille une tension $(e_1 - e_2)$; si les deux tubes sont identiques, c'est un étage différentiel parfait.

Si le gain de chaque moitié est suffisant, le gain après la réaction sera :

$$(34) \quad G = \frac{r_1}{r}.$$

On se fixe ainsi r_1 . Dès lors, r_2 se déduit de l'expression (33) en remplaçant V_s par sa valeur obtenue en (32) et V_a par $-r'i'$, i' étant donné par l'équation (29). En tenant compte du fait que $Z \gg \frac{\rho}{\mu} + r'$ et que $\mu \gg 1$, on obtient :

$$(35) \quad r_2 = \frac{r + r' \mu}{\rho + \mu r'}.$$

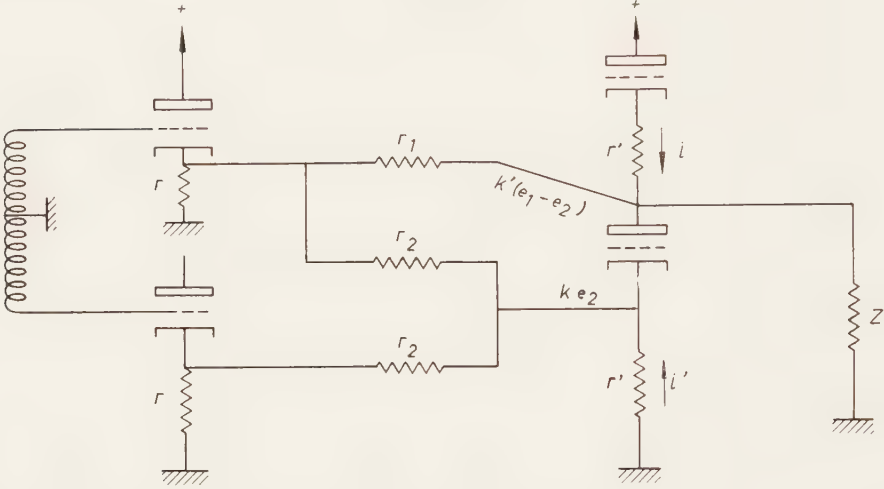


Fig. 14.

Du fait de la présence de la réaction négative, l'impédance interne de cet étage, qui était déjà très faible, se trouve diminuée sensiblement. Nous pouvons donc appliquer le calcul général de la première partie à ce préamplificateur. En effet, l'étage de sortie se comporte au point de vue gain et impédance interne, comme un cathodyne dont la pente serait $\frac{s}{(1 + r's)}$. Cela se déduit de l'égalité (32) qui s'écrit, compte tenu du fait que $\mu \gg 1$:

$$(36) \quad V_s = \frac{(e_1 - e_2)Z}{Z + \frac{1}{s} + r'}.$$

Cette égalité se retrouve en superposant les deux états 1 et 2 représentés figure 15.

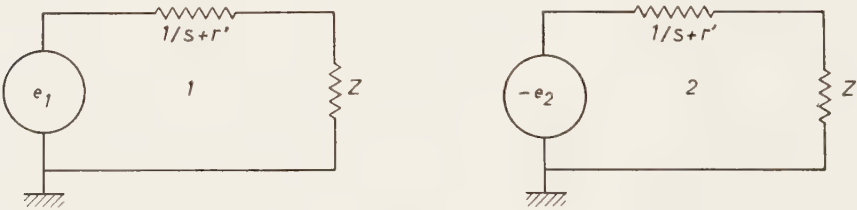


Fig. 15.

Étudions chaque moitié du préamplificateur en l'absence de réaction.

PREMIER ÉTAGE.

C'est un demi-tube ECC 81 dont la cathode n'est pas découplée (*fig. 16*). Les caractéristiques fixant le point de fonctionnement sont :

$$V_b = 300 \text{ V}; \quad r = 500 \text{ } \Omega; \quad R = 50\,000 \text{ } \Omega$$

et ce point de fonctionnement est :

$$i_p = 3 \text{ mA}; \quad V_p = 150 \text{ V}; \quad V_g = 1,5 \text{ V};$$

ce qui donne comme caractéristique du tube :

$$\rho_0 = 20\,000 \text{ } \Omega; \quad \mu = 50.$$

L'impédance interne, compte tenu de r est :

$$\rho = \rho_0 + \mu r = 45 \text{ k}\Omega,$$

d'où la valeur du paramètre m :

$$m = \frac{1 + (\rho_0 + \mu r)}{R} = 1,9.$$

Le gain de l'étage en basse fréquence est :

$$G_1 = -\frac{\mu}{m} = -26.$$

Les capacités parasites sont :

$$C_1 = 1,6 \text{ pF}; \quad C_{p\eta} = 0,45 \text{ pF}.$$

La capacité d'entrée du tube suivant est 5,2 pF et les capacités de câblage valent environ 5 pF :

$$C = 0,45 + 5,2 + 5 \simeq 11 \text{ pF}.$$

DEUXIÈME ÉTAGE.

C'est un tube 6AK5 qui présente de très faibles capacités parasites. Nous utilisons au mieux cette propriété car la capacité d'entrée du tube suivant est très faible, puisque c'est un cathodyne (*fig. 17*).

De plus, nous avons alimenté la grille-écran du tube par un pont diviseur de tension, pour améliorer la stabilité du point de fonctionnement. Cet écran est découplé par $8 \mu\text{F}$.

Nous avons :

$$\begin{aligned} V_b &= 300 \text{ V}; & r &= 250 \text{ } \Omega; & R_2 &= 15 \text{ k}\Omega, \\ V_{\text{écran}} &= 120 \text{ V}; & i_{\text{écran}} &= 1 \text{ mA}. \end{aligned}$$

Le point de fonctionnement est :

$$V_p = 225 \text{ V}; \quad i_p = 5 \text{ mA}$$

et les caractéristiques du tube :

$$s' = 5 \text{ mA/V}; \quad G_2 = 75;$$

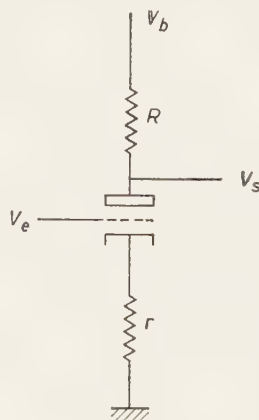


Fig. 16.

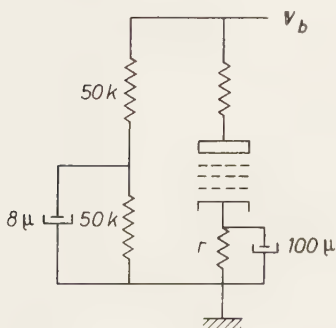


Fig. 17.

les capacités parasites sont :

capacité d'entrée : 5,2 pF ; capacité de sortie : 3 pF.

La capacité d'entrée du tube de sortie est, comme nous le verrons, de 4,5 pF. Compte tenu d'une capacité de câblage de 5,0 pF, nous avons : $C' = 15$ pF.

ÉTAGE DE SORTIE.

C'est une double triode E 188 CC à très forte pente (*fig. 18*). Les deux tubes sont alimentés en série et ont le même point de fonctionnement, qui correspond à leur valeur nominale :

$$\begin{aligned} i_p &= 15 \text{ mA}; & V_p &= 90 \text{ V}; \\ s'' &= 12,5 \text{ mA/V}; & \rho &= 2\,700 \, \Omega; & \mu &= 34. \end{aligned}$$

Pour obtenir ce point de fonctionnement, nous avons utilisé les résistances r' qui servent à fournir la tension de réaction négative, pour polariser le tube. Nous avons choisi r' aussi faible que possible pour ne pas trop augmenter l'impédance interne du montage, mais suffisant pour obtenir un recul de grille convenable : $r' = 50 \, \Omega$.

Pour obtenir 180 V sur la plaque du premier tube, on a disposé une résistance chuteuse de 7,5 k Ω dissipant 2 W, découplée par 100 μ F.

La charge Z étant une ligne ouverte, elle est équivalente à une capacité tant que la fréquence n'est pas trop grande. Nous verrons que, pour le câble que nous utilisons, cette capacité vaut 16 000 pF. Cette valeur est celle de C'' définie au paragraphe précédent :

$$C'' = 16\,000 \text{ pF}.$$

Le gain total des trois étages en basse fréquence est :

$$G_1 G_2 G_3 = 1\,950.$$

Nous désirons un gain de 100 après réaction négative. On en déduit la valeur r_1 et r_2 par l'équation (35) :

$$r_1 = 50\,000 \, \Omega; \quad r_2 = 19\,500 \, \Omega.$$

Nous avons pris la valeur normalisée : $r_2 = 20$ k Ω .

Le coefficient de réaction est : $G = 26$ dB.

Nous désirons compenser cet amplificateur de manière à ce qu'il ait un déphasage nul dans le plus grand domaine de fréquences possible. Il faudra ajouter une capacité

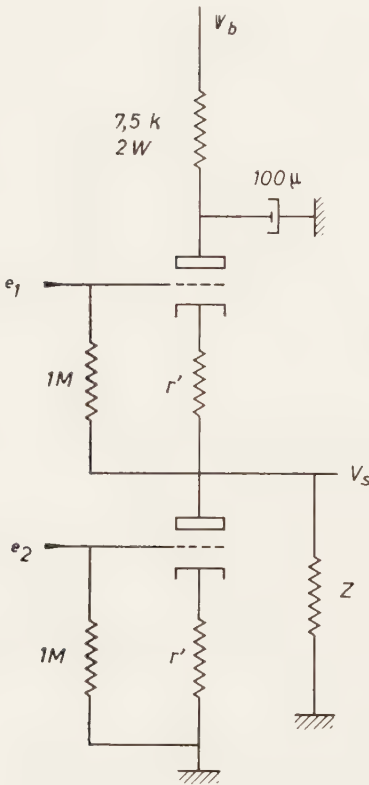


Fig. 18.

C_0 en parallèle sur r . Cette capacité est donnée par la relation (16) :

$$C_0 = \frac{(AD' + A'D)}{(-aA^2r)}.$$

Avec les valeurs indiquées ci-dessus, on obtient :

$$\begin{aligned} A &= 28,8; & A' &= 1,4 \cdot 10^{-2}; & -a &= 10^{-2}; \\ D &= 4,9 \cdot 10^{-8}; & D' &= 39,05 \cdot 10^{-9}; & R &= 5 \cdot 10^4; \\ C_0 &= \frac{39,05 \cdot 10^{-9}}{5 \cdot 28,8} + \frac{6,85 \cdot 10^{-10}}{5 (28,8)^2} = 275 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Au lieu de placer deux capacités C_0 en parallèle sur deux résistances r , nous plaçons une seule capacité $C_0/2$ entre les deux cathodes, ce qui revient au même tout en simplifiant le montage. Cette capacité vaut 136 pF. En pratique, nous avons été amenés à placer une capacité légèrement plus élevée : 145 pF.

IMPÉDANCE D'ENTRÉE.

En l'absence de réaction négative, elle est :

$$C_e = C_{gk} + C_{gp}(1 - \alpha) = 1,9 + 1,7 (1 + 26) = 48 \text{ pF}.$$

Du fait de la réaction négative, elle est divisée par βG_0 , soit 19,5 :

$$C_e = 2,5 \text{ pF}.$$

IMPÉDANCE INTERNE.

En l'absence de réaction négative, elle est donnée par l'équation (33) qui s'écrit, si

$$\mu \geq 1 \quad Z_i = r' + \frac{1}{s''} = 130 \Omega.$$

Par l'adjonction de la contre-réaction, elle est divisée par $\beta G'$, soit :

$$Z_i = 6,7 \Omega.$$

Cette résistance est extrêmement faible.

RÉSULTATS OBTENUS.

— Déphasage nul entre 100 Hz et 300 kHz, la charge étant une capacité de 16 000 pF.

— Tension de sortie maximale : 1,8 V à 150 000 Hz.

— Gain rigoureusement constant entre 10 Hz et 100 kHz : $G = 100$.

Le schéma de principe du préamplificateur est représenté sur la *figure 19*.

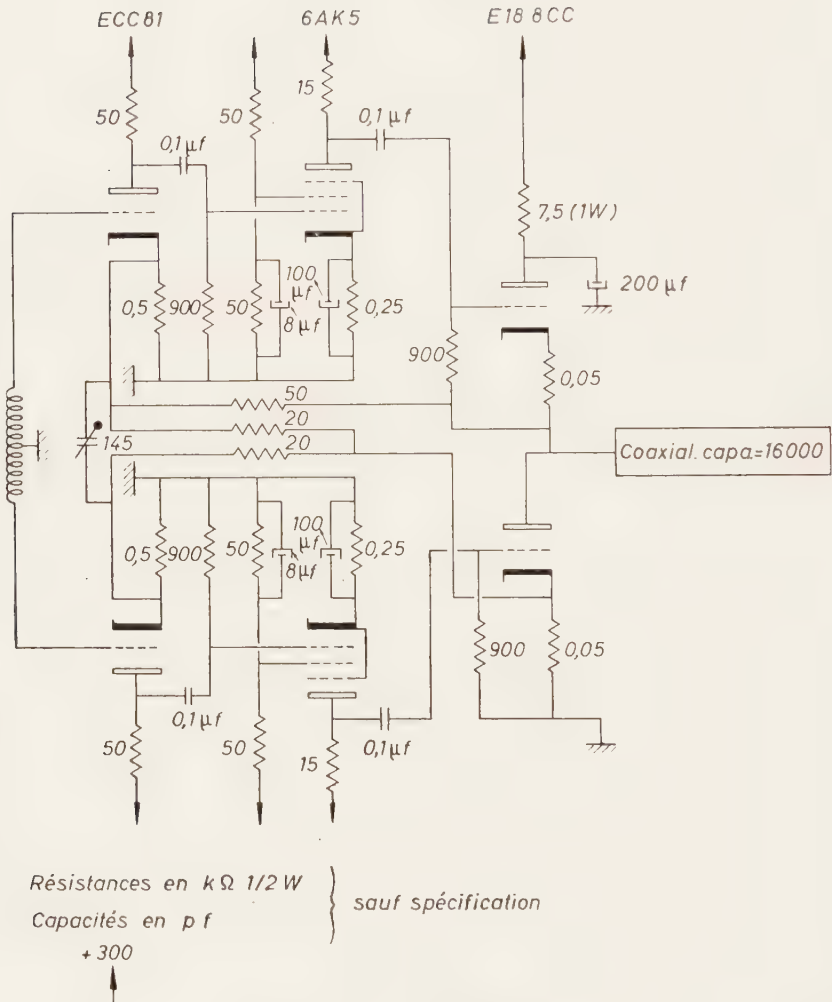


Fig. 19. — Préamplificateur.

2,5

CABLES

Nous devons transporter le signal issu des préamplificateurs jusqu'à la station centrale distante de 500 m. Ceci ne peut se faire qu'à l'aide d'un câble blindé, afin de le protéger des inductions parasites puisque nous sommes encore à faible niveau. Nous utilisons donc un câble coaxial.

La longueur de ce câble est très faible vis-à-vis de la longueur d'onde des tensions que nous transportons. Cependant, nous ne pouvons pas négliger son influence, d'une part, à cause du temps de transmission du signal, et d'autre part, parce que les impédances qu'il met en jeu peuvent entraîner une déformation.

A cause de l'identité théorique des trois câbles utilisés pour véhiculer le signal issu de chacun des aériens, les perturbations introduites par ces câbles doivent s'annuler. Cependant, l'erreur due à leur non-identité pratique sera d'autant plus faible que la perturbation apportée par chacun d'eux sera elle-même faible. Nous avons donc intérêt à ce que le signal soit transmis sans déformations, et que les régimes transitoires soient amortis.

Ces conditions sont parfaitement réalisées dans le cas d'un câble à faibles pertes fermé sur son impédance caractéristique. En effet, le câble se comporte alors comme une ligne à retard et l'absence d'onde de retour élimine tout régime transitoire propre.

L'impédance caractéristique est donnée par la formule :

$$Z_e = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}};$$

r : résistance linéique ;

l : inductance linéique ;

g : conductance linéique ;

c : capacité linéique.

Cette impédance est indépendante de la fréquence si l'une des deux conditions suivantes est réalisée :

$$1^\circ \quad g \ll C \omega; r \ll l \omega.$$

g est pratiquement toujours nul ou très faible devant $c \omega$. Mais la condition r très inférieure à $l \omega$, est pratiquement irréalisable aux fréquences auxquelles nous travaillons. En effet, l est de l'ordre de quelques 10^{-7} H/m et ne peut être augmenté que difficilement par l'usage de câbles très spéciaux ou par la pupinisation, qui est à exclure pour les mesures de précision que nous nous proposons d'effectuer.

Quant à la résistance linéique, elle est de $16 \cdot 10^{-3} \Omega/\text{m}$ pour un fil de cuivre de 1 mm^2 ; si l'on veut $l \omega = 100 r$ pour $\omega = 10^4$, ceci entraînerait $r = 10^{-5} \Omega/\text{m}$, soit une section de cuivre supérieure à 100 mm^2 , ce qui est prohibitif. On ne peut donc malheureusement pas se placer dans ce cas.

$$2^\circ \quad \frac{r}{g} = \frac{l}{c}.$$

C'est la condition dite de HEAVISIDE. Mais elle nécessite une conductance linéique g définie et non nulle, ce qui est difficilement réalisable en pratique. De plus, cette relation réalisée, le câble atténue fortement, ce qui est un inconvénient supplémentaire.

Comme nous ne pouvons nous placer dans l'un de ces deux cas, le câble possède une impédance caractéristique qui est complexe d'une part, et fonction de la fréquence d'autre part. Cela ne présente plus aucun intérêt, car, même si l'on arrive à réaliser une telle impédance, l'affaiblissement et le déphasage varient d'une manière complexe avec la fréquence, et la ligne distord.

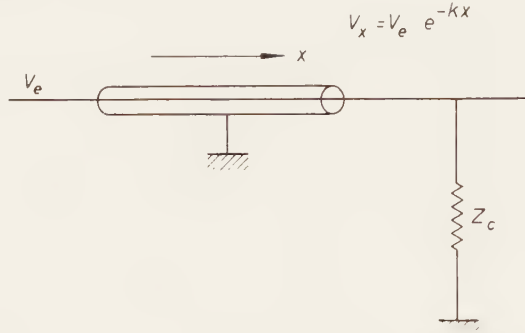


Fig. 20.

En effet, lorsqu'un câble est fermé sur son impédance caractéristique (*fig. 20*), la tension le long de la ligne est donnée par l'équation :

$$k = \alpha + j\beta = \sqrt{(r + jl\omega)(g + jc\omega)}.$$

Dans le cas simple où $g = 0$, $r \gg l\omega$, on a : $\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(rc\omega)^{1/2}$ donc proportionnels à $\sqrt{\omega}$.

Nous allons donc nous orienter vers une autre solution.

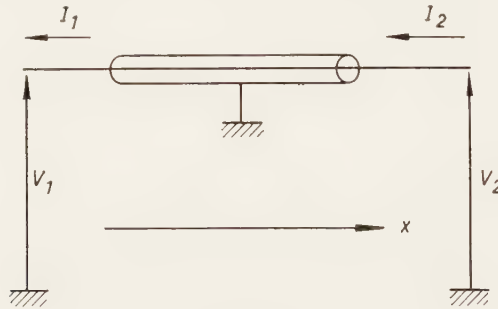


Fig. 21.

QUADRIPOLE ÉQUIVALENT AU CÂBLE.

Les équations régissant le fonctionnement du câble sont, avec les notations de la *figure 21* :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 \operatorname{ch} kx + Z_c \bar{I}_1 \operatorname{sh} kx, \\ \bar{I}_2 &= \bar{V}_1 \frac{\operatorname{sh} kx}{Z_c} + \bar{I}_1 \operatorname{ch} kx. \end{aligned}$$

Nous nous proposons d'établir le quadripôle en M équivalent (*fig. 22*).

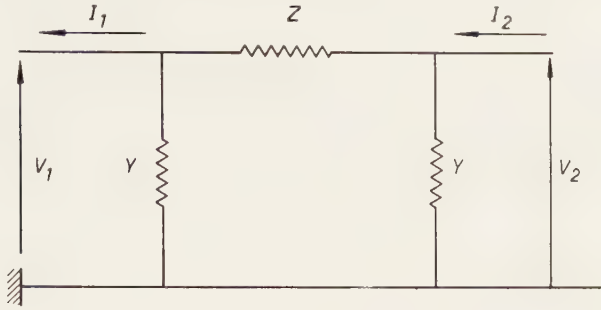


Fig. 22.

La théorie générale des quadripôles donne :

$$Z = Z_c \operatorname{sh} kx,$$

$$Y = \frac{(\operatorname{ch} kx - 1)}{Z_c \operatorname{sh} kx}.$$

avec :

$$k = \sqrt{(r + jl\omega)(g + jc\omega)} = \alpha + j\beta,$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{r + jl\omega}{g + jc\omega}}.$$

On obtient :

$$Z = (r + jl\omega) x \frac{\operatorname{sh} kx}{kx}, \quad Y = \frac{g + jc\omega}{r} \frac{\operatorname{th} \frac{1}{2} kx}{\frac{1}{2} kx}.$$

Notre câble étant très court devant la longueur d'onde, on peut exprimer les fonctions hyperboliques en ne gardant que le premier terme du développement en série de ces fonctions :

$$\operatorname{sh} kx = kx, \quad \operatorname{th} \frac{1}{2} kx = \frac{1}{2} kx.$$

d'où :

$$Z = (r + jl\omega) x, \quad Y = \frac{g + jc\omega}{r}.$$

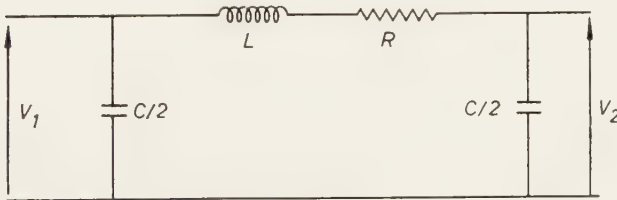


Fig. 23.

On obtient (*fig. 23*), le schéma équivalent qui est extrêmement simple :

$$rx = R, \quad cx = C, \quad lx = L.$$

Ce schéma nous permet de calculer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée :

$$V_s = V_e \frac{2}{LC \omega^2 + j RC \omega}$$

En particulier, on voit que si $LC \omega^2 \ll 2$, le déphasage introduit par la ligne est proportionnel à la fréquence, ce qui correspond à une bonne transmission du signal. L'atténuation et le déphasage sont :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \sqrt{\frac{4}{(2 - LC \omega^2)^2 + R^2 C^2 \omega^2}} \quad \text{tg } \varphi = 2 \frac{RC \omega}{LC \omega^2}$$

Nous avons donc choisi un câble à très faible capacité linéique, de manière à ce que $LC \omega^2 \ll 2$ dans la gamme de fréquences qui nous intéresse. C'est un câble semi aéré, type 125 PMSA₁, dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$\begin{aligned} r &= 0,66 \, \Omega/\text{m}; & l &= 54.10 \, \text{H}^{-7}\text{H}/\text{m}; & c &= 32 \, \text{pF}/\text{m} \\ R &= 330 \, \Omega; & L &= 2,7.10^{-4} \, \text{H}; & \frac{1}{2} C &= 8 \, 000 \, \text{pF}. \end{aligned}$$

On a représenté les déphasages et atténuations de ce câble sur les courbes (*fig. 9*). Deux avantages se dégagent nettement :

— les déphasages sont proportionnels à la fréquence et l'atténuation est très faible dans le domaine qui nous intéresse;

— l'atténuation croît très rapidement avec la fréquence, en atténuant les fréquences gênantes.

Jusqu'à 15 kHz, le signal transmis est donc retardé sans être déformé. Le retard apporté est :

$$\tau = \frac{\varphi}{\omega} = \frac{RC}{2} = 2,64.10^{-6} \, \text{s}$$

$$\left[\tau = 2,64 \, \mu\text{s} \right],$$

ce qui correspond à une vitesse de propagation de :

$$V = \frac{0,5}{2,64.10^{-6}} = 190 \, 000 \, \text{km/s}.$$

L'impédance d'entrée du câble est égale à son impédance de sortie et vaut :

$$Z_e = \frac{4 - 2 LC \omega^2 + 4 RjC \omega}{jC \omega (4 + jRC \omega - LC \omega^2)}$$

Tant que ω reste suffisamment faible pour que $RC \omega \ll 1$ et $LC \omega^2 \ll 4$, c'est-à-dire pour une fréquence inférieure à 25 000 Hz, l'impédance d'entrée est une capacité C de 16 000 pF. Lorsque la fréquence augmente, cette impédance varie en phase et en amplitude.

L'étage de sortie du préamplificateur doit donc avoir une impédance interne très faible pour ne pas être influencé par Z_e . C'est effectivement le cas, puisque nous avons vu qu'il a une impédance interne faible inférieure à 7 Ω .

2,6

AMPLIFICATEURS DE SORTIE DE CABLES

GÉNÉRALITÉS.

Ces amplificateurs sont destinés à porter le signal issu des câbles à un niveau de l'ordre de quelques volts, niveau nécessaire au bon fonctionnement du calculateur. Ils sont composés chacun de deux amplificateurs à trois étages, analogues à ceux que nous avons déjà étudiés, et séparés par des filtres destinés à atténuer les fréquences gênantes. (Voir *fig. 24* le schéma synoptique.)



Fig. 24.

Les amplificateurs A_1 et A_2 sont identiques et ont une très large bande passante et un déphasage inappréciable jusqu'à 500 kHz. De ce fait, la sélection de la bande de fréquences utiles dépend uniquement des deux filtres incorporés dans le montage.

Ces filtres ne comportent pas de self-inductances car il est très difficile de construire deux selfs rigoureusement identiques avec les tolérances que nous nous sommes imposées. De plus, elles ne sont pas assez stables en température.

Nous avons simplement disposé des cellules RC ajustées avec grande précision à l'aide de condensateurs ajustables. L'atténuation est simplement proportionnelle à la fréquence, mais il n'y a rigoureusement aucune déformation de bord de bande.

Cette atténuation ajoutée à celle du câble et des cadres suffit à nous protéger des fréquences parasites, qui sont surtout des parasites industriels et les émetteurs à ondes longues.

Les deux amplificateurs A_1 et A_2 sont composés d'un tube double triode ECC 81 et d'une pentode 6 AK 5. La seule différence avec les préamplificateurs, est l'étage de sortie qui est ici un simple étage cathodyne, ainsi que la polarisation de l'étage d'entrée, et leur taux de réaction.

AMPLIFICATEUR A_1 .

Le gain, en l'absence de réaction, est en basse fréquence :

$$G = G_1 G_2 G_3 = 1\,950.$$

La résistance de réaction négative est 50 k Ω , ce qui donne un gain total de 100 et un coefficient de réaction $\beta G = 19,5$.

L'impédance interne est $\frac{1}{s'' \beta G} = 10 \, \Omega$, ce qui est extrêmement faible.

Nous avons compensé cet amplificateur au minimum de déphasage, ce qui donne pour valeur au condensateur de compensation :

$$C_0 = \frac{AD' + A'D}{ar A^2} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{ll} A = 18,75 & A' = 9,5 \cdot 10^{-3} \\ D = 1,875 \cdot 10^{-8} & D' = 57,375 \cdot 10^{-10}, \end{array}$$

d'où :

$$C_0 = 61,2 \, \text{pF}.$$

Ce résultat est en parfait accord avec l'expérience qui a donné pour C_0 une valeur de 60 pF.

Le gain de l'étage est alors :

$$G' = \frac{18,75 + 1,2 \cdot 10^{-17} \omega^2 - j \omega 1,875 \cdot 10^{-8}}{0,189 - 6,05 \cdot 10^{-18} \omega^2 - j \omega 1,875 \cdot 10^{-8}}.$$

En particulier, on voit sur cette formule que le gain G' passe par un maximum avec déphasage voisin de 90° pour :

$$\omega^2 = \frac{0,189 \cdot 10^{16}}{6,05} = 3,12 \cdot 10^{14} \quad \text{soit} \quad f = 2,8 \text{ MHz.}$$

Ce résultat s'observe parfaitement, expérimentalement. On vérifie de même que cette fréquence correspondant au gain maximal est pratiquement indépendante de C_0 , comme nous l'avons indiqué dans l'étude générale. Ceci constitue une bonne vérification de nos calculs.

AMPLIFICATEUR A_2 .

Il est absolument identique au premier amplificateur A_1 , sauf en ce qui concerne la réaction. En effet, la résistance de cathode du premier tube a été portée à $1\,500\,\Omega$, ce qui fixe le gain à la valeur désirée.

Pour obtenir un déphasage minimal, la capacité C_0 sera :

$$C_0 = \frac{AD' + A'D}{\pi r A^2},$$

avec :

$$A = 18,75; \quad A' = 14,5 \cdot 10^{-3}; \quad D = 1,9 \cdot 10^{-8}; \quad D' = 1,085 \cdot 10^{-8},$$

d'où :

$$C_0 = 13 \text{ pF}.$$

Cette valeur plus faible provient de la réaction négative plus forte ainsi que de la résistance r également plus élevée.

Le gain de A_2 en l'absence de réaction est : $G_0 = 1\,270$.

Le coefficient de réaction : $\beta G_0 = 42$.

Son impédance interne est donc : $\frac{1}{s'' \beta G_0} = 4,8\,\Omega$.

BILAN ET PERFORMANCES.

Les deux amplificateurs ont un gain de 3 300. La différence de phase entre deux amplificateurs est inappréciable.

La tension de sortie maximale est de 40 V.

Le déphasage propre des deux amplificateurs A_1 et A_2 est négligeable jusqu'à 500 kHz.

Le schéma général de ces amplificateurs est représenté par la *figure 25*.

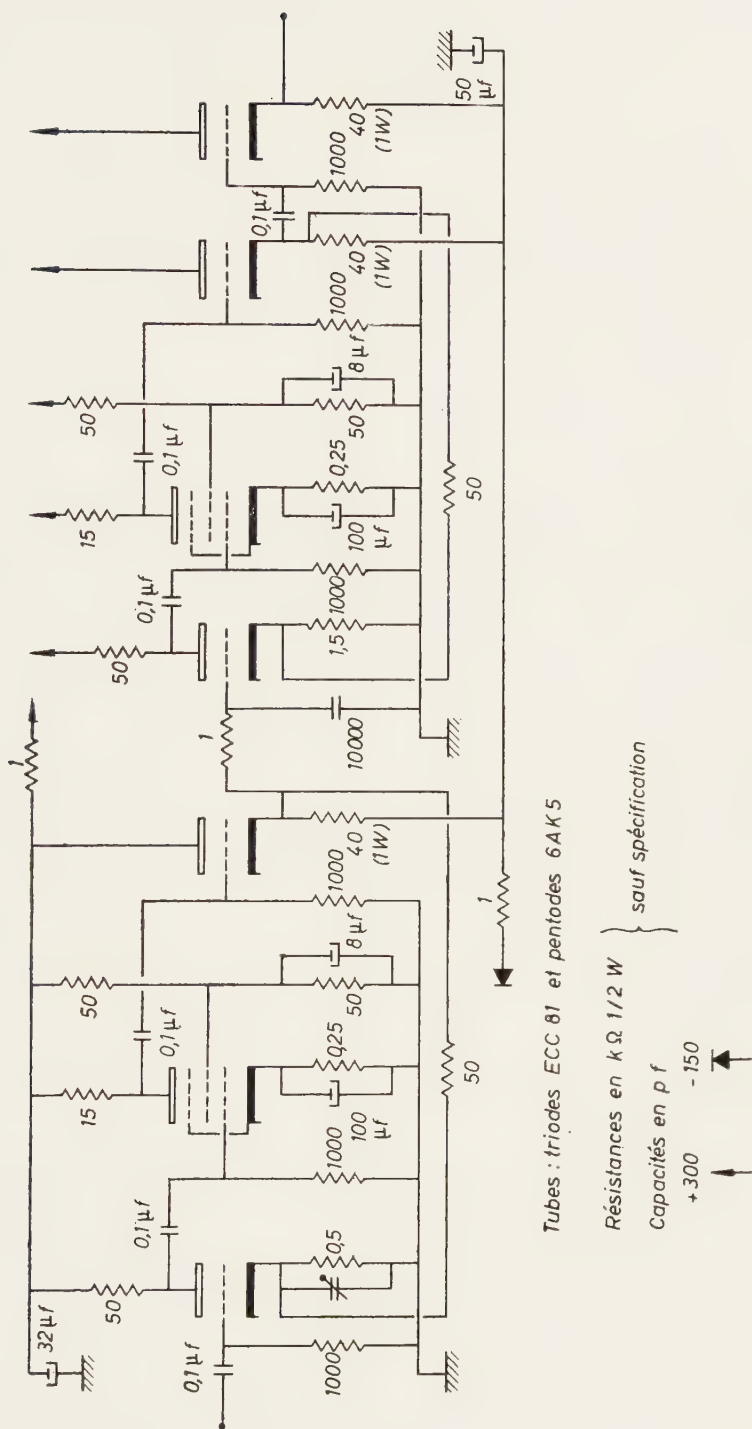


Fig. 25. — Amplificateur de sortie des câbles.

CALCULATEUR

3,1

GÉNÉRALITÉS

Nous devons effectuer les calculs de l'équation (3) du chapitre premier, sur les tensions issues des amplificateurs de sortie de câble : différence, intégration et division (*fig. 27*). Cette dernière opération met en jeu des circuits à caractéristique non linéaire et, il apparaît des tensions continues que nous devons restituer. A partir du diviseur

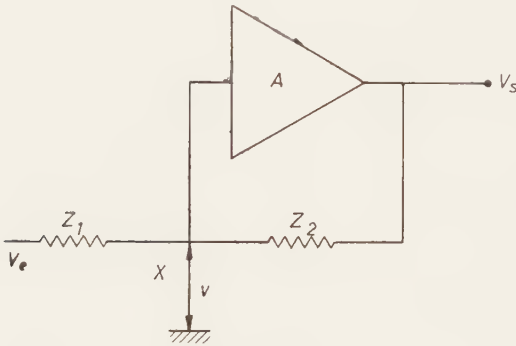


Fig. 26.

inclus tous les circuits devront transmettre la composante continue des signaux. De plus, le diviseur comporte des circuits effectuant les opérations : somme, différence, changement de signe

Aussi, avons-nous mis au point un amplificateur opérationnel à courant continu monté sur châssis indépendant et susceptible d'être changé rapidement, qui nous permet d'effectuer toutes les opérations nécessaires. Il comporte une entrée différentielle, lui permettant de faire indifféremment la somme ou la

différence de plusieurs tensions. Rappelons brièvement le principe des calculs analogiques. Considérons un amplificateur de gain A d'impédance d'entrée très grande de deux impédances Z_1 et Z_2 . Avec les notations de la *figure 26*, nous avons la relation :

$$(37) \quad V_s = -V_e \frac{Z_2}{Z_1 + \frac{Z_2}{A}}$$

Si A est grand cette expression peut se mettre sous la forme :

$$V_s = -V_e \frac{Z_2}{Z_1} (1 - \varepsilon),$$

avec :

$$\varepsilon = \frac{Z_1 + Z_2}{AZ_1}.$$

C'est-à-dire que le potentiel v du point X est voisin de zéro (théorème du sol virtuel).

Si nous considérons un amplificateur opérationnel à entrées différentielles, c'est la différence de tension entre les deux entrées qui est nulle, pourvu que A soit très grand. Dès lors :

$$(38) \quad \begin{aligned} v &= v' = V_e' \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}, \\ V_s &= V_e' \frac{Z_4}{Z_1} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_3 + Z_4} - V_e' \frac{Z_r}{Z_1}. \end{aligned}$$

Nous pouvons donc effectuer de nombreuses opérations en combinant les diverses impédances.

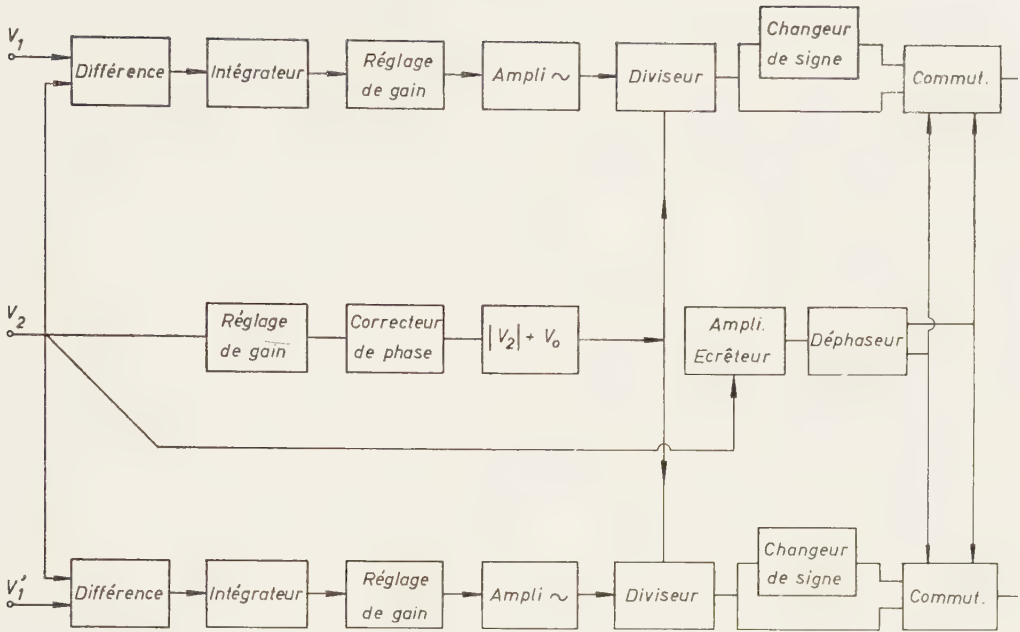


Fig. 27. — Schéma synoptique du calculateur.

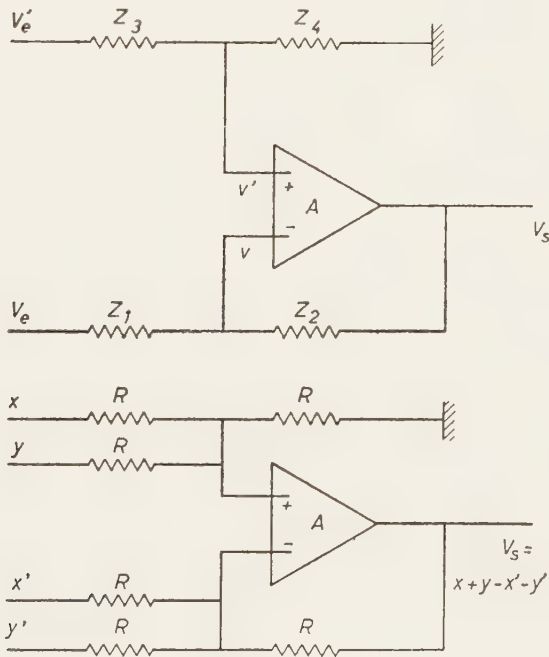


Fig. 28.

Par exemple, avec le montage de la *figure 28*, nous réalisons l'opération analogique : $x + y - x' - y'$. Nous étudierons les montages appropriés aux opérations que nous devons effectuer, au fur et à mesure qu'elles se présenteront.

Nous allons tout d'abord étudier l'amplificateur opérationnel utilisé dans tous les montages. Les qualités qu'il devra posséder sont : un gain élevé, une forte impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Ces qualités sont assez difficiles à obtenir aux fréquences relativement élevées pour un calcul analogique (2 kHz à 12 kHz) auxquelles nous opérons. En particulier, un gain élevé peut provoquer une instabilité si la bande passante est trop importante. En effet, avec les notations de la figure ci-contre, le théorème de superposition permet d'écrire la relation :

$$(39) \quad v = \alpha V_e + \beta V_s,$$

avec :

$$(40) \quad \alpha = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad \beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}.$$

Nous pouvons tracer le schéma équivalent (fig. 29) qui est un amplificateur de gain A ayant une tension d'entrée αV_e et un facteur de réaction négative β . Le facteur β est généralement très important : si, par exemple, $Z_1 = Z_2 = R$ (changeur de signe) $\beta = \frac{1}{2}$.

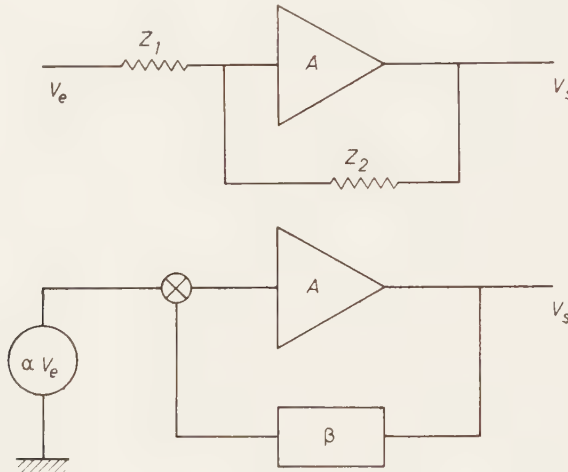


Fig. 29.

Comme nous l'avons montré dans l'étude d'un amplificateur à réaction négative, lorsque β est grand, il existe une fréquence pour laquelle le gain passe par un maximum très marqué. D'où le risque d'instabilité. Aussi, l'amplificateur comporte un nombre minimal d'étages de trois. Aux basses fréquences, le gain est considérablement augmenté par une chaîne de réaction sélective positive, tandis qu'aux fréquences élevées, une chaîne de réaction sélective négative assure la stabilité. Nous nous sommes, de plus, attaché à obtenir un montage simple qui consomme peu, en raison du grand nombre d'amplificateurs utilisés.

3,2 AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL A COURANT CONTINU

Cet amplificateur comprend :

- un étage différentiel d'entrée ;
- un tube pentode amplificateur ;
- un cathodyne de sortie.

Ces étages sont reliés entre eux par une liaison à résistances et une liaison par tube à gaz, la stabilité et une bonne courbe de gain étant assurées par deux chaînes de réaction (fig. 32).

Étage différentiel d'entrée: double triode ECC 83 (fig. 30).

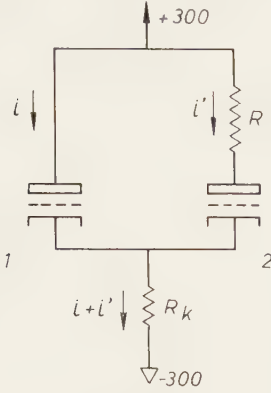


Fig. 30.

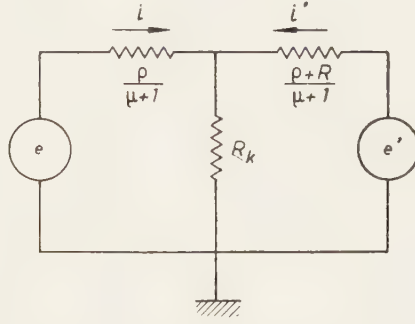


Fig. 31.

La tension de sortie d'un tel étage se déduit aisément du schéma équivalent (fig. 31). En admettant $\mu + 1 \simeq \mu$, on obtient la formule :

$$(41) \quad V_s = R'_i = \frac{\mu R(e - ke')}{2\rho + R}$$

$$k = 1 + \frac{1}{sR_k}$$

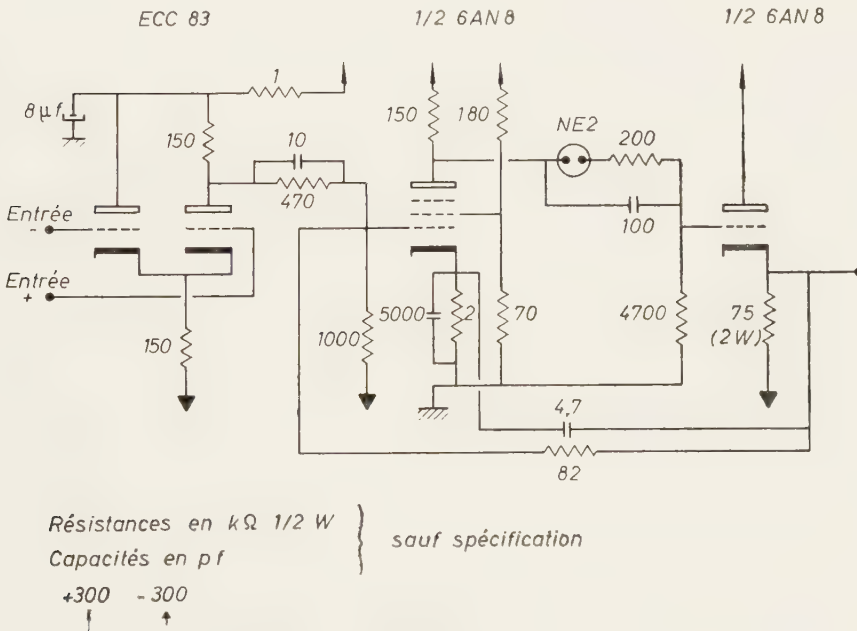


Fig. 32. — Amplificateur opérationnel.

Pour avoir un gain élevé et une différence suffisamment exacte (c'est-à-dire $k \neq 1$), il faut un tube à coefficient d'amplification élevé et de fortes résistances R_k et R .

C'est pourquoi nous avons choisi un tube ECC 83 pour lequel $\mu = 100$ et des résistances $R_k = R = 150 \text{ k } \Omega$. Le courant total de l'étage est fixé par R_k , compte tenu du fait que e et e' ont un potentiel voisin de 0 : $i + i' = 2 \text{ mA}$.

Si e et e' avaient le même potentiel continu, le tube (1) conduirait fortement, et le tube (2) serait près du *cutt off*, à cause de la présence de la forte résistance R dans sa plaque. Pour que les deux tubes aient un point de fonctionnement correct et des caractéristiques identiques, nous avons introduit une polarisation continue entre e et e' . On arrive au résultat suivant :

$$\begin{array}{llll} e' = 0; & e = 1,1 \text{ V}; & i' = 1 \text{ mA}; & i = 1 \text{ mA}; \\ V_p' = 150 \text{ V}; & V_p = 300 \text{ V}; & V_g' = -1,2 \text{ V}; & V_g = -2,6 \text{ V} \end{array}$$

et les caractéristiques des deux tubes sont les mêmes : $\rho = 60 \text{ k } \Omega$, $\mu = 100$ et $s = 1,5 \text{ mA/V}$.

Le facteur k vaut : $k = 1 + 4,4 \cdot 10^{-3}$. Il est très voisin de l'unité et le gain est :

$$G = \frac{100 (e - k e')}{1,80} = 56 (e - k e').$$

Chaînes de réaction. Les deux derniers étages de l'amplificateur comprennent deux chaînes de réaction, l'une positive β , agissant surtout en basse fréquence, l'autre négative β' , qui devient prédominante en haute fréquence.

Les condensateurs c' et c ont été choisis pour limiter β et augmenter β' lorsque la fréquence augmente, afin d'empêcher l'apparition d'une instabilité.

$$C = 5 \text{ 000 pF}, \quad C' = 4,7 \text{ pF}.$$

Avec ces valeurs on obtient :

$$(46) \quad \beta = \frac{1}{97 + 1,65 \cdot 10^{-3} j \omega}, \quad \beta' = \frac{1,88 \cdot 10^{-7} j \omega}{1,88 \cdot 10^{-7} j \omega + 1}, \quad G = \frac{3 \text{ 610}}{1 + 1,82 \cdot 10^{-5} j \omega - \frac{1}{1 + 1,7 \cdot 10^{-5} j \omega}}.$$

On peut vérifier que, pour une fréquence de 15 000 Hz, le gain est encore supérieur à 1 000. L'erreur commise sur chaque opération est donc très faible, 0,2 % au maximum, si les résistances sont correctement ajustées.

L'impédance d'entrée est constituée uniquement par les capacités d'entrée du premier tube. Comme les tensions des deux grilles sont voisines, cette capacité est C_{gp} augmenté des capacités de câblage, c'est-à-dire environ 5 pF. Afin que cette capacité influe le moins possible sur le résultat de l'opération, les résistances utilisées sont faibles : 10 k Ω en général, 50 k Ω au maximum.

L'impédance interne est toujours extrêmement faible, en raison de la très forte réaction négative inhérente au montage. Par exemple, pour un changeur de signes représenté par la *figure 33*, le coefficient de réaction négative β est donné par l'équation (40) :

$\beta = \frac{1}{2}$. L'impédance interne du cathodyne de sortie étant comme nous l'avons vu

330 Ω , et le gain à 5 000 Hz, $A = 2\,800$, l'impédance interne du montage est :
 $\frac{330}{1\,400} = 0,25\ \Omega$.

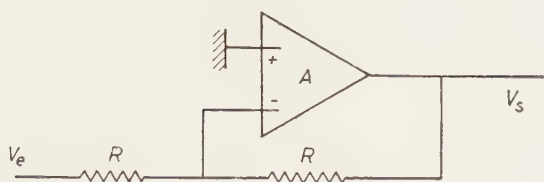


Fig. 33.

L'amplificateur opérationnel est alimenté par deux tensions continues $+300\text{ V}$ et -300 V et l'étage différentiel comporte une cellule de découplage : $1\text{ k}\Omega$, $8\ \mu\text{F}$ (fig. 12).

3,3

DIFFÉRENCE

Nous effectuons la différence $f(t + \Delta t) - f(t)$ à l'aide du montage représenté par la figure 34 ; comme t est petit, l'amplitude de la différence V_s sera une petite fraction de l'amplitude de $f(t)$, 2 ou 3 % en moyenne. Aussi, la principale qualité que doit posséder ce montage est une faible résiduelle. Pour l'obtenir, il faut compenser à la fois la différence entre les résistances R qui ne sont pas parfaitement égales (étalonnées à 1 %) et aussi l'imperfection de l'étage différentiel d'entrée.

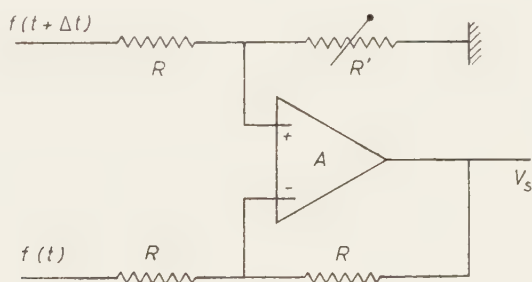


Fig. 34.

A cet effet, nous disposons une résistance variable R' que nous ajustons de manière à ce que $V_s = 0$ lorsque les deux tensions d'entrée sont égales. La tension résiduelle est constituée par le bruit propre de l'amplificateur qui est extrêmement faible, d'autant plus que les tensions d'entrée sont de l'ordre de 10 V crête, et par les harmoniques qu'il produit. On obtient une résiduelle inférieure à 10^{-4} pour une fréquence de 10 000 Hz.

Les résistances R sont de 10 000 Ω et la résistance R' est de 9 500 Ω en série avec un potentiomètre de 1 000 Ω afin d'obtenir une meilleure sensibilité de réglage et une plus grande stabilité. Leur stabilité thermique doit être très bonne, car toute variation relative augmente la résiduelle dans le même rapport. Cependant, les résistances sont près l'une de l'autre et subissent les mêmes variations de température : leurs variations

se compensent et des résistances à couche de carbone, de coefficient thermique de 2.10^{-4} par degré, se sont avérées suffisantes.

L'erreur relative sur la différence apparaît dans l'équation (37): elle est inférieure à 0,2 %, à 15 000 Hz.

3,4

INTÉGRATEUR

En montant l'amplificateur opérationnel, comme indiqué *figure 35*, l'équation (7) donne, si A est très grand :

$$V_s = \frac{-V_e}{jRc\omega} = \frac{-1}{Rc} \int V_e dt.$$

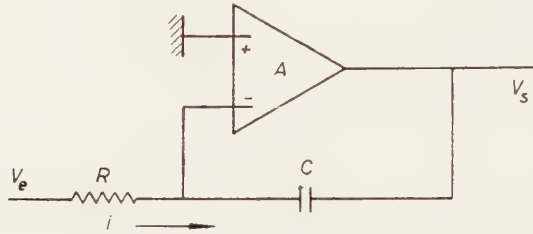


Fig. 35.

Ce montage, qui convient parfaitement pour une intégration aux basses fréquences, ne convient pas dans notre cas. En effet, nous désirons intégrer des tensions de fréquence comprise entre 2 000 Hz et 12 000 Hz ; de ce fait, les perturbations parasites basse fréquence apparaissant sur la tension V_e sont amplifiées dans le rapport des fréquences.

En particulier, les tensions à la fréquence du secteur sont fortement amplifiées car leur fréquence est 50 Hz. Par rapport à la fréquence moyenne du signal utile, soit 6 000 Hz, ces tensions parasites sont multipliées par 120.

Aussi avons-nous utilisé le schéma (1) représenté *figure 36*. Si le gain est très grand le calcul donne :

$$(46 \text{ bis}) \quad V_s = -V_e \frac{Z}{R} = -V_e \frac{r}{R} \frac{1}{rjc\omega + 1}.$$

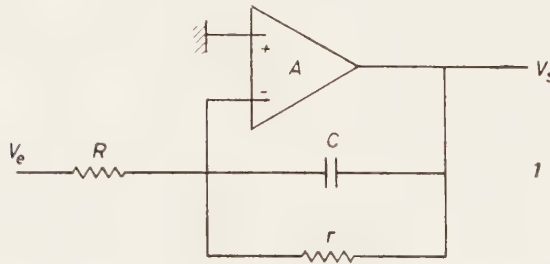


Fig. 36.

Remarquons que ce résultat peut se mettre sous la forme :

$$(47) \quad V_s = -\frac{V_e}{Rjc\omega} \left(\frac{rjc\omega}{1 + rjc\omega} \right) = -\frac{1}{RC} \int V_e dt \times \frac{rjc\omega}{1 + rjc\omega}.$$

On peut donc remplacer le schéma (1) par le schéma (2) (*fig. 37*) qui comprend un intégrateur parfait suivi d'une liaison r, c .

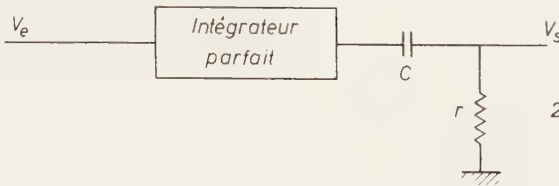


Fig. 37.

Si nous plaçons la même liaison r, c , sur la voie qui ne comprend pas d'intégrateur, les tensions numérateur et dénominateur seront atténuées dans le même rapport, en phase et en amplitude, et le quotient restera inchangé. Nous avons choisi $r = 10^5 \Omega$, $c = 1\,000 \text{ pF}$, de manière à ce que la pulsation de la fréquence de coupure de la cellule r, c soit $\omega = 10^4$. Ainsi, toutes les perturbations de fréquence inférieure à $1\,000 \text{ Hz}$ environ sont atténuées inversement proportionnellement à la fréquence (*fig. 38*).

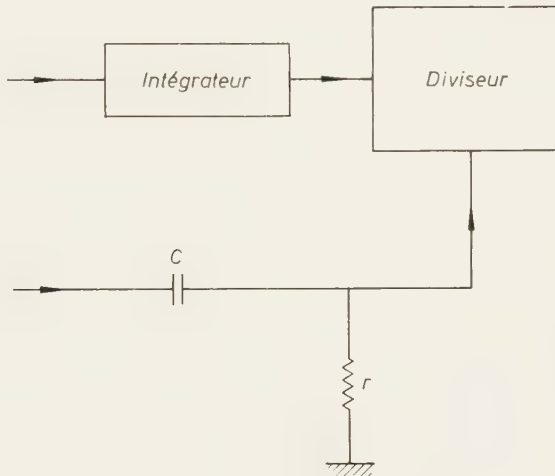


Fig. 38.

CHOIX DE LA CONSTANCE D'INTÉGRATION.

Le terme correctif apparaissant dans l'équation (37) est :

$$\varepsilon = \frac{R + \frac{1}{j c \omega}}{A}$$

Pour que l'erreur commise sur l'intégration ne soit pas trop grande, il faut que $\frac{1}{c \omega}$ soit de même ordre de grandeur que R . C'est pourquoi nous avons choisi $RC \omega = 1$ pour une fréquence moyenne de la gamme du calculateur : $R = 25 \text{ k}\Omega$, $f_0 = 6\,350 \text{ Hz}$. Ainsi, pour une fréquence de $6\,000 \text{ Hz}$, l'erreur commise sur l'intégration est inférieure à $0,2\%$.

La liaison entre calculateur de différence et l'intégrateur est une liaison continue. Les impédances internes de chaque étage sont, comme nous l'avons vu, extrêmement faibles et peuvent être négligées.

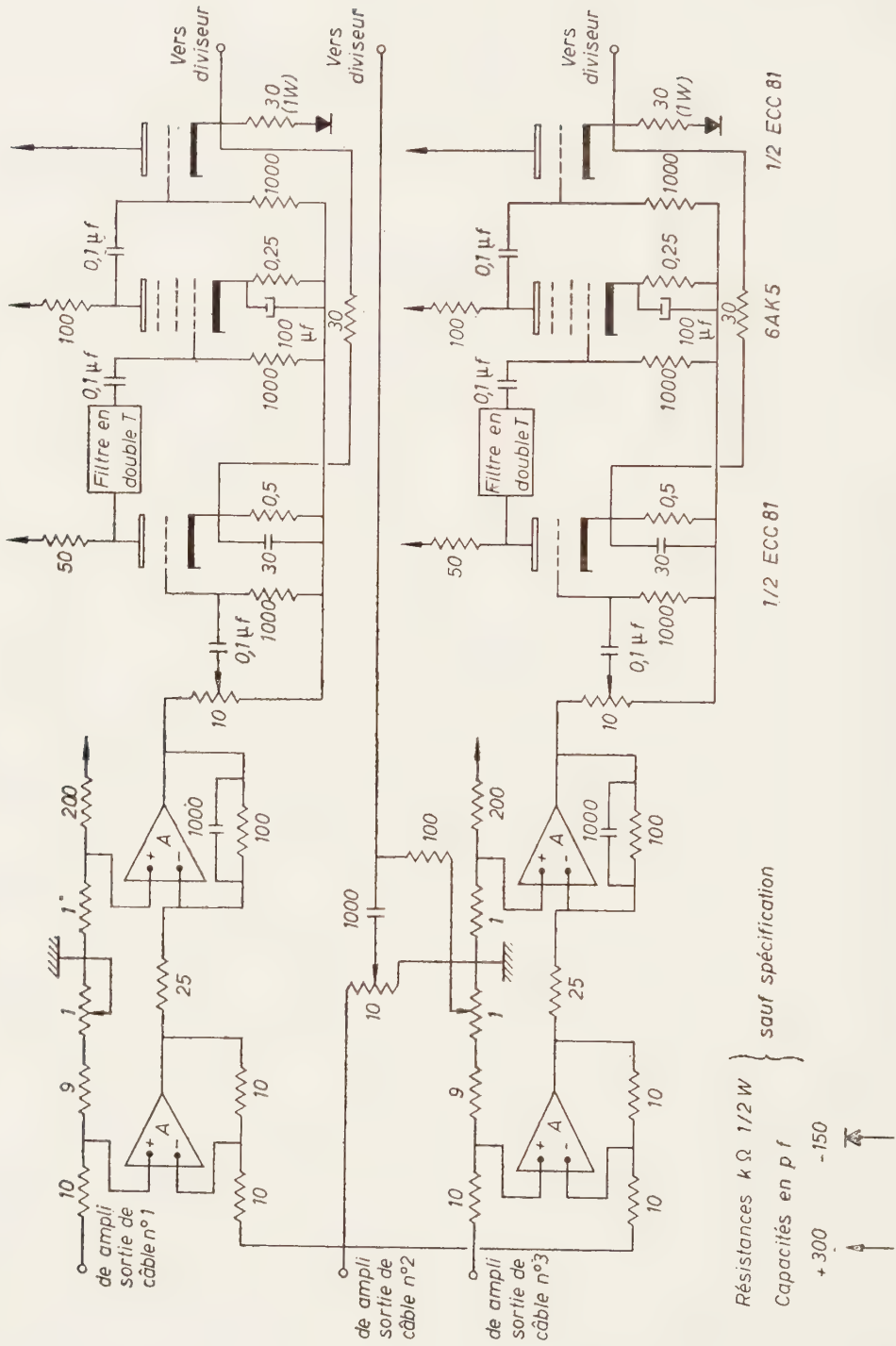


Fig. 39. — Différence intégrateurs amplificateurs.

3,5

AMPLIFICATEUR ET AJUSTAGE DU GAIN

Nous avons vu, au paragraphe 3,3 que le résultat de la différence + intégration était une tension d'amplitude bien plus faible que la tension $f(t)$, 2 ou 3 % environ. Nous avons donc prévu un amplificateur à la suite de chaque intégrateur (*fig. 39*). Il est identique à l'amplificateur A_1 que nous avons déjà étudié, à la différence près que la liaison entre la première triode et la penthode a été remplacée par un filtre en double T, accordé sur 50 Hz. En effet, nous avons constaté que la majeure partie du bruit de fond de la tension de sortie était à cette fréquence. La résistance de réaction négative est $R = 50 \text{ k}\Omega$ et le gain de l'amplificateur est de 50. Le condensateur de compensation C_0 est donné par l'équation (16) :

$$C = \frac{AD' - A'D}{ar A^2} = 37 \text{ pF};$$

$$\begin{array}{lll} A & 18,75; & D & 1,879 \cdot 10^{-8}; & r & 500 \Omega; \\ A' & 9,5 \cdot 10^{-3}; & D' & 57,375 \cdot 10^{-10}; & a & 0,02. \end{array}$$

Ce filtre étant dans la chaîne de réaction, son efficacité est réduite dans le rapport βG . Mais le déphasage résiduel aux basses fréquences est aussi rendu négligeable (*fig. 40*). L'atténuation à 50 Hz est encore de 40 dB.

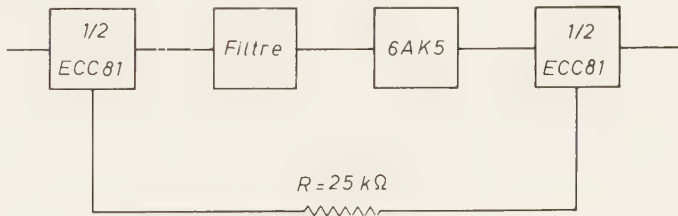


Fig. 40.

Le filtre est représenté par la *figure 41*. Son impédance d'entrée est grande pour ne pas trop diminuer le gain de l'étage précédent. Pour $f = 50 \text{ Hz}$, $\omega = 314$ et $2rc = \frac{1}{\omega} = 3,18 \cdot 10^{-3}$ soit, pour $C = 10\,000 \text{ pF}$, $2r = 318 \text{ k}\Omega$.

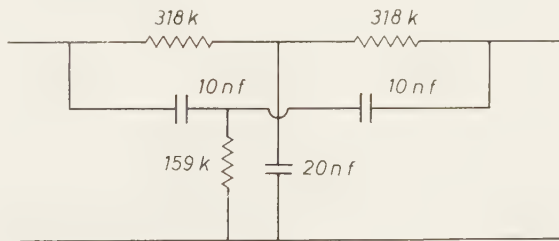


Fig. 41.

Le déphasage propre pour $\omega = 10^4$ (1 600 Hz) est donné par :

$$\operatorname{tg} \varphi = rc \omega = 16, \quad \varphi = 3^\circ 34'.$$

Le déphasage résiduel est $\frac{\varphi}{G_0} = \frac{3^\circ 34'}{40} \simeq 6'$. Ce déphasage est tout à fait négligeable.

L'amplificateur est précédé d'un atténuateur constitué par un potentiomètre bobiné de $10 \text{ k}\Omega$ qui n'introduit aucun déphasage du fait de sa basse impédance.

Sur la voie dénominateur, le réglage du gain se fait à l'aide d'un potentiomètre placé à la sortie des amplificateurs de sortie de cadre, comme indiqué sur le schéma général.

3,6

DIVISEUR

3,61 **Principe.**

Soit un multiplicateur analogique M tel que sa tension de sortie soit $k V_s V_2$ (fig. 42). Si nous l'introduisons dans la chaîne de réaction d'un amplificateur de gain A, nous obtenons la relation :

$$(48) \quad \begin{aligned} V_s &= A(V_1 + k V_s V_2); \\ V_s(1 - k A V_2) &= A V_1; \\ V_s &= \frac{1}{A} \frac{V_1}{k V_2}. \end{aligned}$$

Si le gain de l'amplificateur A est assez grand, on obtient :

$$(49) \quad V_s = \frac{1}{k} \frac{V_1}{V_2}.$$

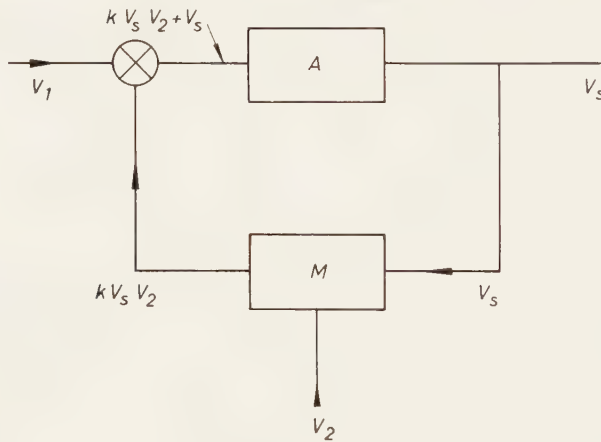


Fig. 42.

On utilise ainsi la propriété bien connue de la réaction d'un amplificateur pour obtenir la fonction inverse d'une fonction donnée. Mais cette méthode présente de sérieuses difficultés lorsqu'il s'agit d'opérer sur des tensions dont la fréquence n'est pas extrêmement basse. En effet, nous verrons que ce circuit fonctionne à la limite de la stabilité, et si l'amplificateur possède à la fois un gain élevé et une grande bande passante, il est extrêmement difficile d'obtenir un montage stable. C'est pourquoi il existe très peu de réalisations basées sur ce principe, pourtant bien connu : ce sont, en général, des systèmes mécaniques qui ne fonctionnent qu'à des fréquences extrêmement basses, quelques dizaines de périodes au maximum.

Aussi utilisons-nous une autre solution qui consiste en la suppression de l'amplificateur et l'emploi d'une tension de polarisation auxiliaire V_0 pour compenser le terme parasite $\frac{1}{A}$ de l'équation (48) (fig. 43). En effet, si nous faisons $A = 1$ et si nous

ajoutons à la tension V_2 une tension $V_0 = \frac{1}{k}$, nous obtenons :

$$(50) \quad V_s = V_1 + k \left(V_2 + \frac{1}{k} \right) V_s,$$

$$V_s = \frac{V_1}{k V_2}.$$

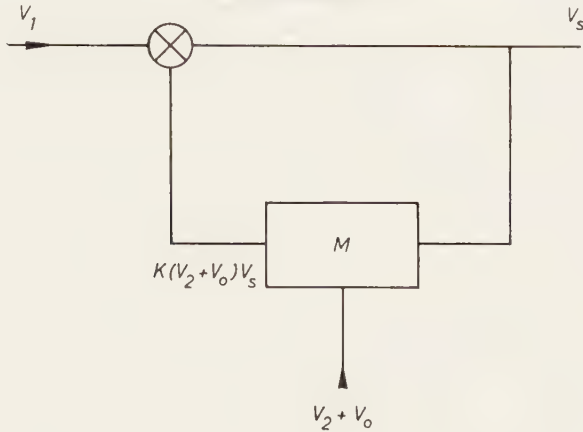


Fig. 43.

Cette méthode est d'une simplicité remarquable puisqu'on supprime l'amplificateur, élément le plus délicat, sans compliquer le reste du montage. De plus, le terme parasite disparaît, la division se fait exactement.

3,62 Stabilité.

Nous pouvons appliquer dans les deux cas ci-dessus le critérium de NYQUIST. En effet, les deux montages ne sont pas fondamentalement différents et donnent le même résultat au point de vue stabilité. Nous pouvons, en effet, considérer le montage ci-dessus comme un amplificateur de gain 1 admettant une tension de réaction égale à $k \left(V_2 + \frac{1}{k} \right) V_s$.

Nous allons développer le calcul pour le deuxième montage que nous avons réalisé. Le coefficient de réaction est :

$$\beta = \frac{k \left(V_2 + \frac{1}{k} \right) V_s}{V_s} = k V_2 + 1.$$

La condition de stabilité s'écrit :

$$(51) \quad \beta G < 1 \quad \text{soit} \quad k V_2 + 1 < 1$$

$$k V_2 < 0.$$

Le facteur k étant une constante caractéristique du multiplicateur, cette relation montre que le diviseur n'admet que des tensions « dénominateur » ayant une polarité constante. On devra donc prévoir un appareil donnant la valeur absolue de la tension V_2 et un dispositif de restitution du signe du quotient : ce circuit est un dispositif à deux quadrants.

3,63 Multiplicateur.

Le problème se trouve donc ramené à la réalisation d'un multiplicateur de tensions. Là encore, la difficulté réside dans le fait que nous opérons sur des tensions de fréquences très élevées pour un calcul analogique. Il existe, en effet, de nombreux types de multiplicateurs basés sur des principes bien différents : multiplicateurs mécaniques, thermiques, à découpages, multiplicateurs utilisant des éléments à caractéristique non linéaire : tubes, diodes, thyrites, etc. ; seuls, les multiplicateurs utilisant directement une caractéristique non linéaire peuvent opérer à des fréquences de plusieurs kilohertz. Nous avons mis au point un multiplicateur à tubes, dérivé du multiplicateur de PHILBRICK, qui permet d'opérer à des fréquences allant jusqu'à 20 kHz avec une précision de 1 à 2 %.

Ce multiplicateur transmet également la composante continue produite du fait de la non-linéarité de la multiplication :

$$A \cos^2 \omega t = \frac{A}{2} + \frac{A}{2} \cos 2 \omega t.$$

PRINCIPE DU MULTIPLICATEUR.

La relation de base est :

$$(52) \quad (x + y)^2 - (x - y)^2 = 4xy.$$

Nous avons réalisé les différentes opérations continues dans l'équation ci-dessus. Seule, l'élevation au carré met en jeu des éléments non linéaires : la caractéristique $i_p = f(V_g)$ d'une triode que l'on peut représenter correctement par une équation de la forme : $i_p = V_g^n$, n étant de l'ordre de 2, ou plus généralement par un développement de la forme :

$$i_p = a_1 V_g + a_2 V_g^2 + a_3 V_g^3 + \dots + a_n V_g^n,$$

les termes de degré supérieur à 4 pouvant généralement être négligés dans un large domaine de tension grille.

Si nous montons deux tubes en parallèle, avec sur leurs grilles deux signaux x et $-x$ (fig. 44), on pourra représenter les courants dans les deux tubes par les relations :

$$\begin{aligned} i_{p1} &= a_1 X + a_2 X^2 + a_3 X^3 + \dots + a_n X^n, \\ i_{p2} &= a_1 (-X) + a_2 (-X)^2 + a_3 (-X)^3 \\ &\quad + \dots + a_n (-X)^n. \end{aligned}$$

Le courant total sera, en ne gardant que les termes de degré inférieur à 4 :

$$(53) \quad i_p = i_{p1} + i_{p2} = 2 a_2 X^2.$$

Si nous plaçons une faible résistance dans la plaque commune, le potentiel de sortie est :

$$V_s = Ri_p = 2 a_2 R X^2.$$

On peut expliciter le coefficient a_2 à partir d'un développement en série de TAYLOR, du courant de plaque en fonction du

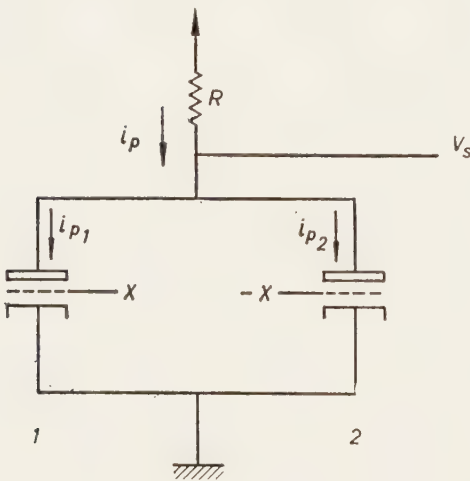


Fig. 44.

potentiel de grille, en tenant compte du fait que la pente du tube s'écrit :

$$g = \frac{\partial i_p}{\partial V_g}, \quad i_p = g X + \frac{1}{2!} \frac{\partial g}{\partial X} X^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^2 g}{\partial X^2} X^3 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{\partial^n g}{\partial X^n} X^n.$$

On voit que le terme a_2 s'identifie à $\frac{1}{2} \frac{\partial g}{\partial X}$ et que le potentiel de sortie vaut :

$$(54) \quad V_s = R X^2 \frac{\partial g}{\partial X}.$$

Cette expression montre que pour obtenir une tension de sortie proportionnelle au carré de la tension d'entrée, il faut que le coefficient $\frac{\partial g}{\partial X}$ reste constant dans toute la zone de fonctionnement du tube. Ceci implique $\frac{\partial^2 g}{\partial X^2} = 0$, c'est-à-dire que le tube doit avoir une caractéristique se rapprochant le plus possible de la quadratique. On élimine aussi les tubes à caractéristique logarithmique auxquels on aurait pu penser à cause de leur courbure plus grande.

Le calcul précédent dirige le choix du tube, ses aptitudes étant lisibles sur la caractéristique $g = f(X)$ à $V_a = C^{te}$. Cette caractéristique doit être rectiligne dans le plus grand domaine de tension de grille possible.

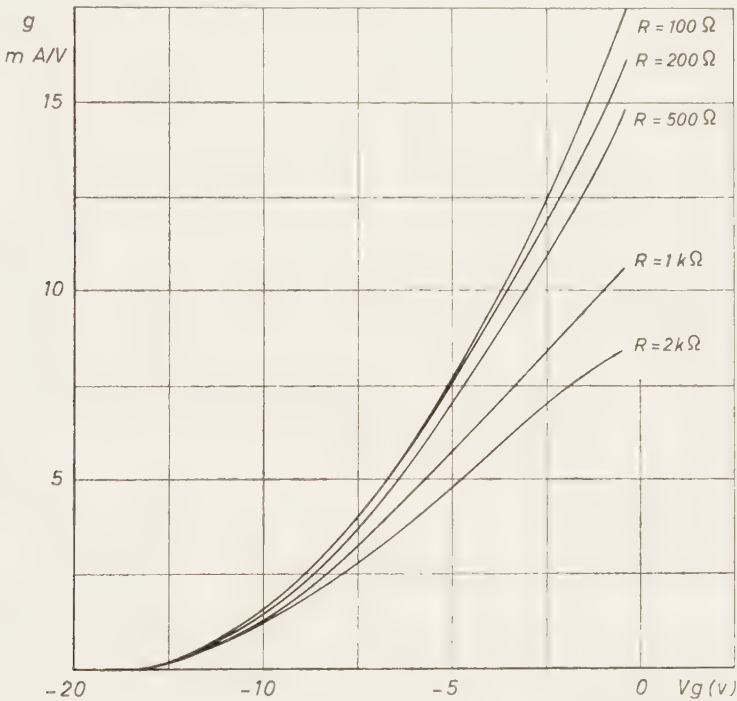


Fig. 45. — Courbes $g = f(V_g)$ en fonction de la résistance de plaque pour deux tubes ECC 82 WA en parallèle.

$W_a = 150 \text{ V.}$

C'est pourquoi nous avons choisi le tube ECC 82, dont la caractéristique est pratiquement quadratique dans un large domaine de fréquences. De plus, ce tube possède un recul de grille suffisant et de faibles capacités parasites, ce qui lui permet un bon

comportement aux fréquences élevées. Nous avons mis en parallèle les deux moitiés d'un même tube afin d'augmenter leur pente et de faciliter leur tri car il est très difficile de trouver des tubes dont les deux moitiés soient identiques.

La résistance R placée dans la plaque du tube, pour recueillir la tension de sortie, améliore la linéarité de la caractéristique $g = f(V_g)$ du tube ECC 82. Nous avons tracé ces courbes pour $V_p = 150$ V et pour diverses valeurs de R , ainsi que pour les deux moitiés du tube mises en parallèle (fig. 45). Nous avons choisi $R = 1$ k Ω , car la pente est pratiquement linéaire entre $V_g = 0$ et $V_g = -12$ V, et le coefficient k du multiplicateur est ainsi voisin de l'unité. Comme chaque étage quadratique est constitué de deux tubes en parallèle (fig. 46), nous avons placé 500 Ω dans la plaque commune.

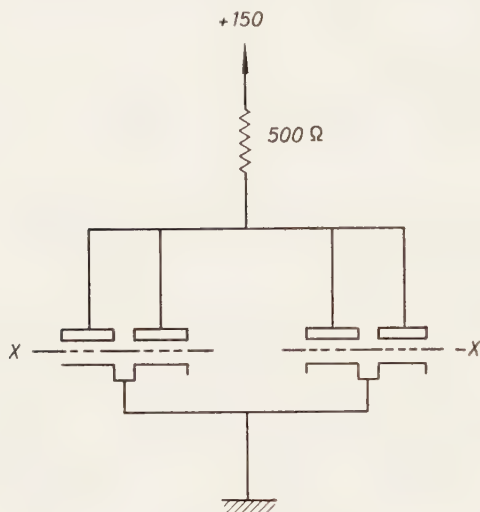


Fig. 46.

Le point de fonctionnement des tubes quadratiques est celui qui correspond au milieu de la plage quadratique: $V_g = -6$ V.

On peut déduire de la courbe correspondant à $R = 1$ k Ω le coefficient

$$\frac{\partial g}{\partial X} = 0,48 \text{ mA/V}^2.$$

L'équation (54) devient :

$$V_s = 500 \times 0,48 \cdot 10^{-3} X^2 = 0,24 X^2$$

et le coefficient k du multiplicateur vaut :

$$k = 4 \times 0,24 = 0,96$$

$$V_s = 0,96 xy.$$

Ce résultat concorde parfaitement avec l'expérience qui donne pour k une valeur de 0,95.

RÉALISATION DU MULTIPLICATEUR.

Les tensions à multiplier x et y sont distribuées par deux cathodynes ECC 81.

Les tensions de polarisation des étages quadratiques sont également distribuées par des étages « cathodyne » et ajoutées aux tensions à multiplier (fig. 47). Le réglage de ces tensions se fait à l'aide d'un potentiomètre placé sur la grille de ces cathodynes.

Les opérations $(x + y)$, $(x - y)$, $(y - x)$, $-(x + y)$ sont effectuées par quatre amplificateurs opérationnels montés comme indiqué figure 48.

Les résistances R valent 10 k Ω . Ce sont des résistances à couche de carbone étalonnées avec une précision de 1 %. Nous les avons ajustées à 0,1 % par la mise en parallèle de résistances appropriées. Leur coefficient de

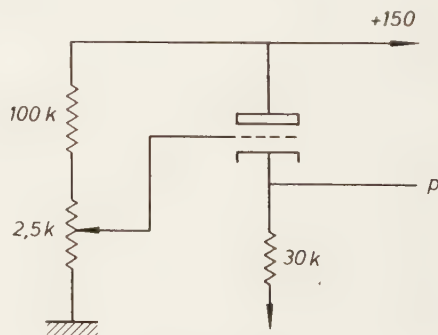


Fig. 47.

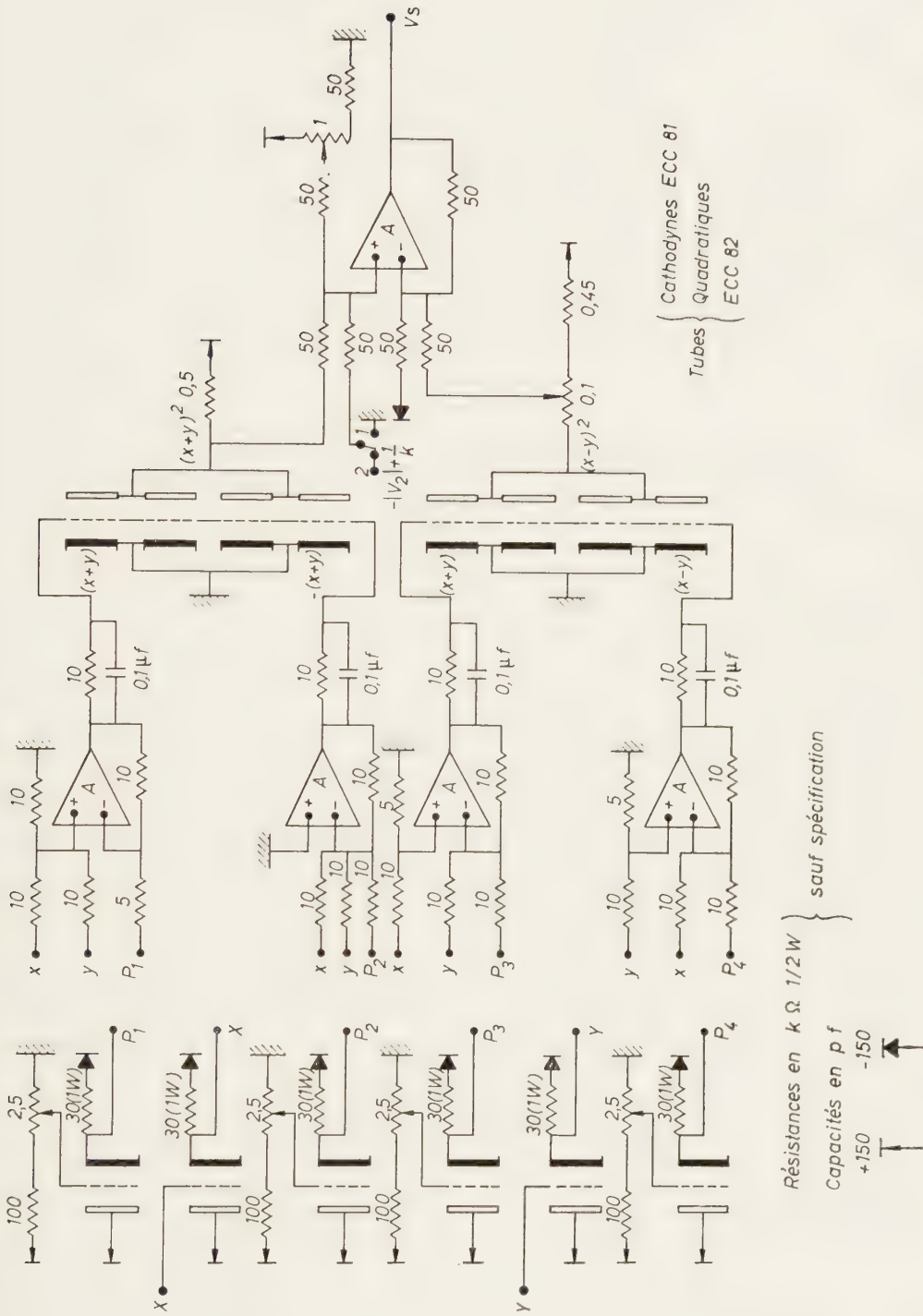


Fig. 48. — Multiplicateur.

température est $2 \cdot 10^{-4} / ^\circ\text{C}$ et n'intervient pratiquement pas car les résistances sont voisines et sensiblement à la même température. On peut aussi garantir une précision meilleure que 0,5 %, compte tenu du gain fini de l'amplificateur opérationnel, et ceci jusqu'à une fréquence de 15 000 Hz.

ÉTAGES QUADRATIQUES.

Les amplificateurs opérationnels attaquent les grilles des tubes quadratiques à travers une résistance de $10 \text{ k } \Omega$, afin de protéger les tubes et les amplificateurs opérationnels et d'éviter qu'ils ne se détériorent rapidement par courant de grille, lorsque la tension d'attaque devient accidentellement positive. Un condensateur de $100\,000 \text{ pF}$ évite le déphasage qu'introduirait la capacité d'entrée du tube.

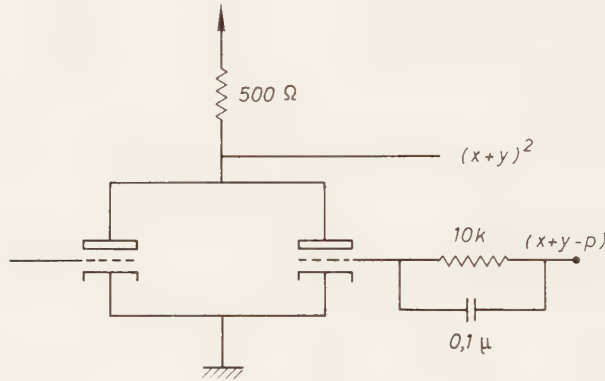


Fig. 49.

La différence des carrés $(x + y)^2$ et $(x - y)^2$ présente une difficulté particulière car la composante continue du signal se superpose à la tension V_p des tubes quadratiques. Il a donc fallu ajouter à chacun des carrés une tension égale et de polarité opposée à V_p , comme indiqué sur la figure 49. On a donc été obligé d'utiliser des résistances plus élevées : $50 \text{ k } \Omega$, afin de ne pas provoquer une trop forte dissipation thermique. Mais alors, le problème de la dérive devient critique, car nous verrons que la composante continue du signal a une grande importance dans le fonctionnement en diviseur. Cependant, cette dérive a été rendue négligeable car :

- les hautes tensions $+ 150 \text{ V}$ et $- 150 \text{ V}$, qui sont déjà soigneusement régulées, se trouvent sur les entrées $+$ et $-$ de l'amplificateur opérationnel, en sorte que toute variation de l'une d'elle s'annule ;

- les quatre résistances de $50 \text{ k } \Omega$ qui fixent le potentiel continu de sortie sont des résistances à couche métallique, de coefficient de température $2 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$. Comme ces résistances sont voisines, leur température est voisine et les variations de température s'annulent dans une certaine mesure (fig. 50).

Une différence de température de 1°C entraîne une dérive de :

$$2 \cdot 10^{-5} \times 150 = 3 \text{ mV},$$

ce qui est négligeable vis-à-vis du signal dont la composante continue est de l'ordre de 1 V .

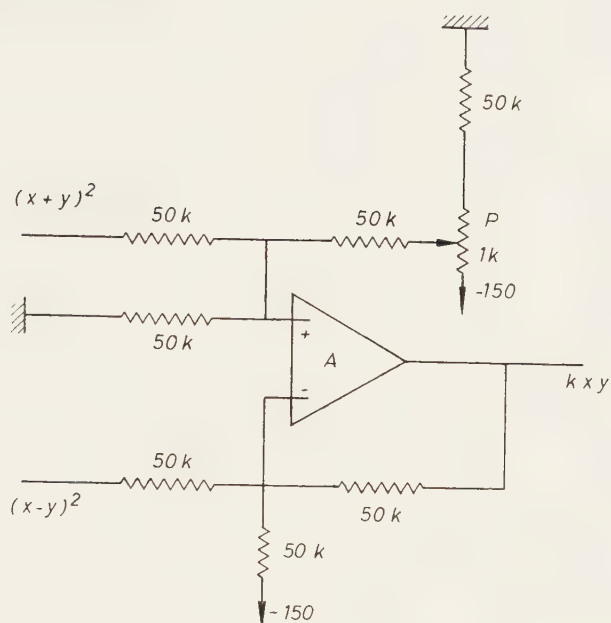


Fig. 50.

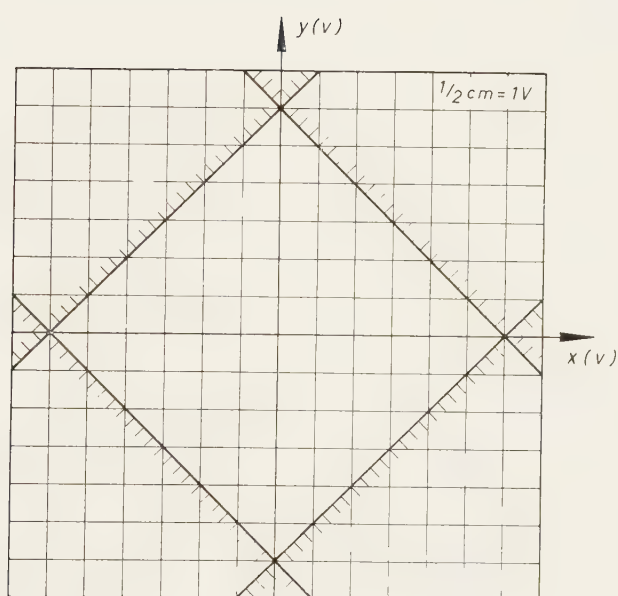


Fig. 51. — Domaine de fonctionnement du multiplicateur.

RÉSULTATS OBTENUS.

Le schéma général du multiplicateur est représenté par la *figure 48*.

La tension de sortie du multiplicateur est kxy et la valeur de k est de 0,95 comme nous l'avons précédemment indiqué.

La qualité du résultat dépend des tubes quadratiques. En effet, l'égalité (53) ne peut s'obtenir que si les coefficients $a_0, a_1 \dots$ sont identiques, c'est-à-dire si les tubes sont identiques. Nous avons donc utilisé des tubes ECC 82 WA, vieillis et sélectionnés. Afin de faciliter le tri, nous avons placé les deux moitiés de chaque tube en parallèle, ce qui double la pente de chaque étage quadratique.

Pour compenser la faible différence qui peut subsister, on dispose les deux réglages :

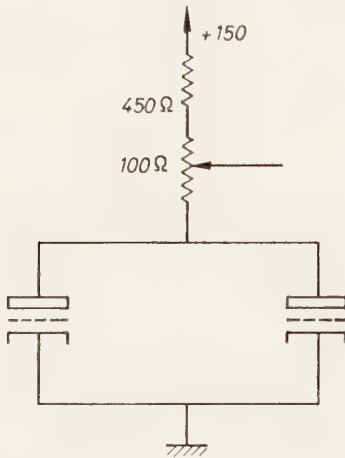


Fig. 52.

— une des résistances de charge de $500\ \Omega$ a été remplacée par une résistance de $450\ \Omega$ en série avec un potentiomètre de $100\ \Omega$ (*fig. 52*). On peut ainsi ajuster le zéro alternatif pour une valeur donnée d'une variable lorsque l'autre est nulle. Ce réglage s'effectue pour l'amplitude moyenne du signal d'entrée, soit 3 V crête à crête;

un potentiomètre P, de $1\text{ k}\Omega$, placé dans un des ponts de l'amplificateur opérationnel de sortie, permet d'ajuster le zéro continu lorsque l'un des signaux est nul. On compense ainsi une différence de point de fonctionnement des étages quadratiques.

La précision sur le produit est d'environ 2 % pour des tensions allant jusqu'à 20 000 Hz. L'amplitude maximale est fixée par les tubes quadratiques qui n'admettent que 6 V.

(55)

$$\begin{aligned} -6 &< x + y < 6, \\ 6 &- x - y < 6. \end{aligned}$$

On obtient ainsi un domaine de fonctionnement défini par quatre droites dans le système de coordonnées x, y (*fig. 51*).

3,64 Fonctionnement en diviseur.

Pour faire fonctionner le multiplicateur en diviseur, nous avons vu qu'il suffisait d'ajouter à la tension de sortie la tension numérateur, et de ramener cette somme sur la deuxième entrée du multiplicateur conformément aux schémas des *figures 53* et *54*.

Le réglage de la tension de polarisation $V_0 = \frac{1}{k}$ se fait à l'aide d'un potentiomètre. Ce réglage peut se faire d'une manière très précise. En effet, lorsque $V_1 = V_2 = 0$, la tension V_s est nulle en l'absence de la tension V_0 . Lorsqu'on augmente V_0 , il apparaît une instabilité pour $V_0 = \frac{1}{k}$, conformément au calcul de stabilité que nous avons effectué. On effectue le réglage à la limite de l'instabilité. Nous avons trouvé $V_0 = 1,05\text{ V}$,

ce qui confirme la valeur de k trouvée précédemment : $k = 0,95$. Il est à remarquer que ces valeurs peuvent légèrement varier lorsque l'on change les tubes quadratiques.

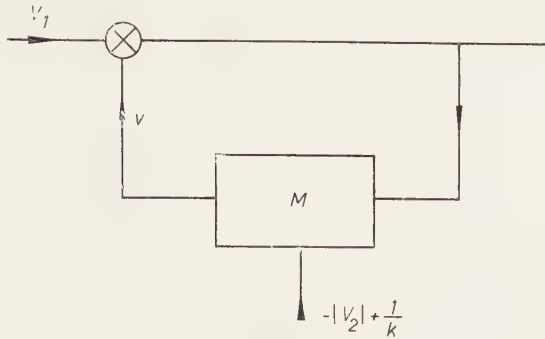


Fig. 53.

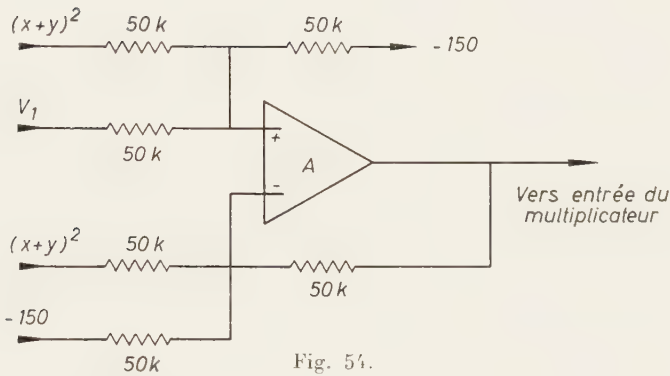


Fig. 54.

DOMAINE DE FONCTIONNEMENT ET DYNAMIQUE.

Nous avons vu que le multiplicateur ne fonctionnait que pour des valeurs de tensions d'entrée données par les équations (55).

Au-delà de ces valeurs, les tubes quadratiques fonctionnent avec courant de grille ou trop près du cutt off. Les limites de tension vont entraîner, dans le fonctionnement en diviseur, d'autres limites.

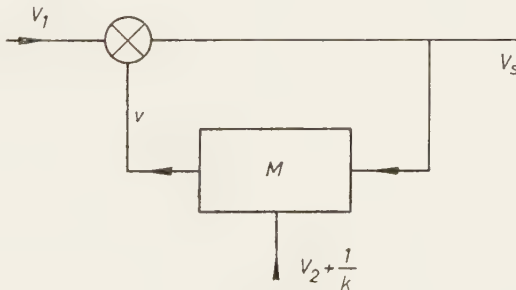


Fig. 55.

Pour clarifier la discussion de ces limites, nous ne faisons aucune hypothèse *a priori* sur le signe de la tension dénominateur V_2 . L'une des tensions d'entrée du multiplicateur est donc : $y = V_2 + \frac{1}{k}$, l'autre étant $V_s = \frac{V_1}{kV_2} = x$ (fig. 55).

Le système d'inéquations (55) devient :

$$6 < \frac{V_1}{kV_2} + V_2 + \frac{1}{k} < 6, \quad -6 < \frac{V_1}{kV_2} - V_2 - \frac{1}{k} < 6 ;$$

k est positif et vaut 0,95. Si V_2 est positif, on obtient :

$$(56) \quad \begin{aligned} 4,7 V_2 + 0,95 V_2^2 &< V_1 < 6,7 V_2 + 0,95 V_2^2, \\ 6,7 V_2 - 0,95 V_2^2 &< V_1 < 4,7 V_2 - 0,95 V_2^2. \end{aligned}$$

Pour $V_2 < 0$, le sens de ces inégalités s'inverse. On peut donc tracer les quatre courbes $V_1 = f(V_2)$ qui délimitent ces inégalités. Ce sont quatre paraboles tracées sur le graphique (*fig. 17*). Nous obtenons deux régions du plan V_1, V_2 dans lesquelles le diviseur fonctionne correctement. Cependant, le critérium de NYQUIST nous a montré qu'il faut éliminer la zone correspondant à $kV_2 > 0$, c'est-à-dire à $V_2 > 0$. Nous constatons sur ce graphique que l'amplitude de V_1 peut varier dans des proportions sensiblement doubles de celle de V_2 .

$$\begin{aligned} V_{1\max} &= 11,9 \text{ V} \quad \text{pour} \quad V_2 = 3,5 \text{ V}, \\ V_{2\max} &= 7 \text{ V} \quad \text{pour} \quad V_1 = 0. \end{aligned}$$

Nous utiliserons ce fait pour obtenir la dynamique la plus grande possible, en réglant les amplitudes relatives de V_1 et V_2 de telle manière que pour le retard maximal

$$t = 2,3 \mu s, \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{11,9}{7} = 1,7.$$

Remarquons également que la tension de sortie maximale fournie par le multiplificateur est de 18 V. La tension maximale délivrée par le diviseur est donnée par la relation

$$V_{s\max} = \frac{1}{k} \left(\frac{V_1}{V_2} \right)_{\max}.$$

Sur le graphique, $\left(\frac{V_1}{V_2} \right)_{\max}$ est la pente de la parabole à l'origine, soit : 6,7.

$$\text{D'où :} \quad V_{s\max} = 6,7 \text{ V}.$$

Nous avons délimité les tensions maximales admises par le diviseur pour qu'il fonctionne correctement. Pour les tensions maximales, V_1 et V_2 jouent un rôle très différent. En effet, si V_2 a une amplitude non nulle, V_1 peut s'annuler sans qu'il y ait une discontinuité dans la marche du diviseur. Cette valeur $V_1 = 0$ n'est pas une valeur particulière et il n'y a aucune limite inférieure pour cette tension.

Par contre, les courbes (*fig. 56*) montrent que V_2 ne peut tendre vers 0 que si V_1 s'annule également. C'est précisément le cas lors de la mesure de directions d'arrivées : si cette direction ne varie pas trop rapidement, V_1 et V_2 restent proportionnels, en particulier lorsque leur valeur tend vers 0. Au voisinage de zéro, l'indétermination mathématique se traduit physiquement par une augmentation de l'erreur sur le résultat, les termes parasites prenant une importance prépondérante.

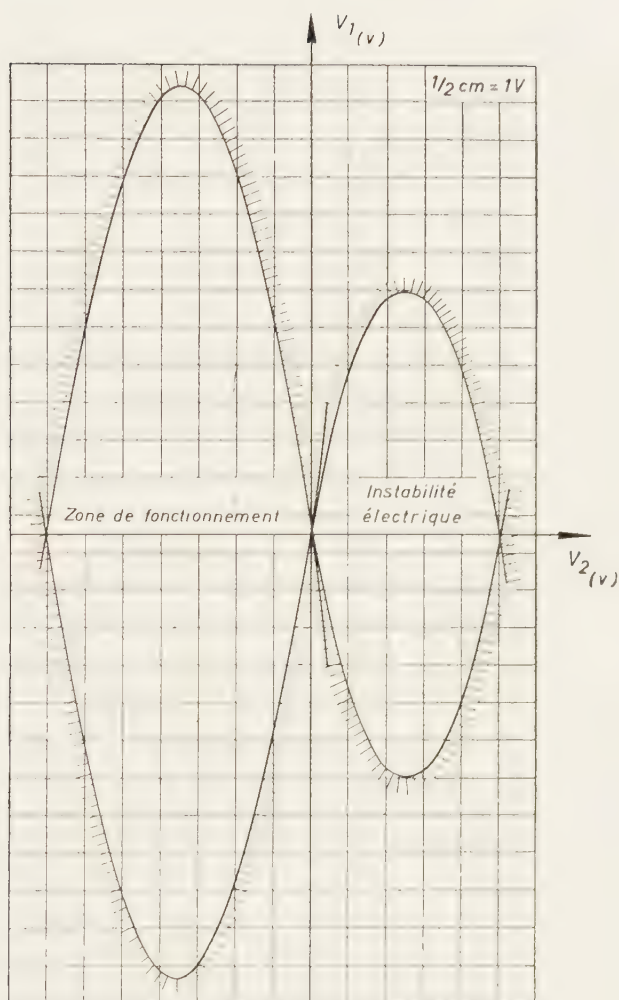


Fig. 56. — Domaine de fonctionnement du diviseur.

Ces termes parasites proviennent surtout de la différence légère qui existe entre les tubes quadratiques qui provoquent une indétermination sur la valeur de $\frac{1}{k}$, introduisant une erreur sur le résultat d'autant plus grande que V_2 est petit :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{\Delta (1/k) V_1}{V_2/k}$$

Le résultat expérimental montre que pour une amplitude de 1 V, l'erreur sur le résultat est inférieure à 5 %. La dynamique du diviseur est donc faible avec le principe de mesure utilisé.

3,7

VALEUR ABSOLUE

La tension dénominateur V_2 est redressée avant d'attaquer le diviseur. On lui ajoute la tension de polarisation $\frac{1}{k}$. Le principe du circuit qui effectue cette opération est représenté par la *figure 57*. La tension V_2 attaque un déphaseur. Chacune des tensions de sortie est redressée par une diode et les deux moitiés ainsi obtenues sont additionnées par un amplificateur opérationnel, qui fournit, en outre, la tension de polarisation $\frac{1}{k}$.

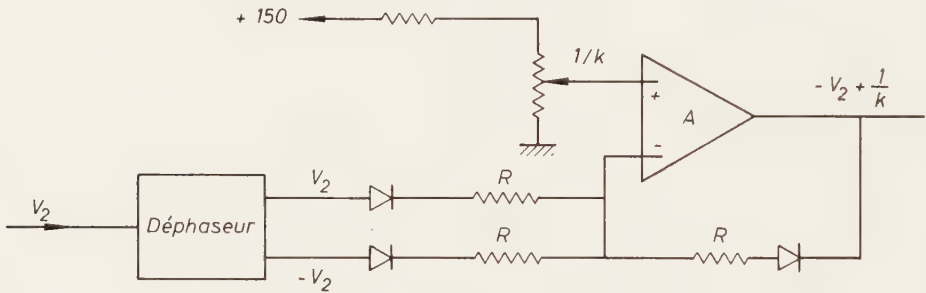


Fig. 57.

ÉTAGE DÉPHASEUR : ECC 81.

Ce tube est monté avec deux résistances égales dans la plaque et la cathode (*fig. 58*). Si l'on néglige l'influence des capacités parasites, le courant dans les deux résistances est le même et les tensions plaque et cathode ont la même amplitude qui se déduit des schémas équivalents vus de l'anode ou de la cathode (*fig. 59*) :

$$V_k = -V_p = V_2 \frac{\mu R}{(\mu + 2)R + \rho}$$

Le point de fonctionnement du tube est :

$$\begin{aligned} V_p &= 150 \text{ V} ; & i_p &= 5 \text{ mA} ; & \mu &= 50 ; \\ V_g &= 1,5 \text{ V} ; & \rho &= 15 \text{ k}\Omega . \end{aligned}$$

Pour $R = 30 \text{ k}\Omega$, on obtient :

$$V_k = -V_p = 0,96 \text{ V}_2.$$

Nous voyons sur les schémas équivalents vus de l'anode et de la cathode, que la capacité de sortie a plus d'influence sur la tension d'anode, car la résistance interne du

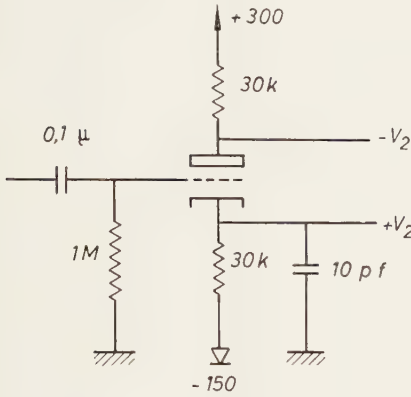


Fig. 58.

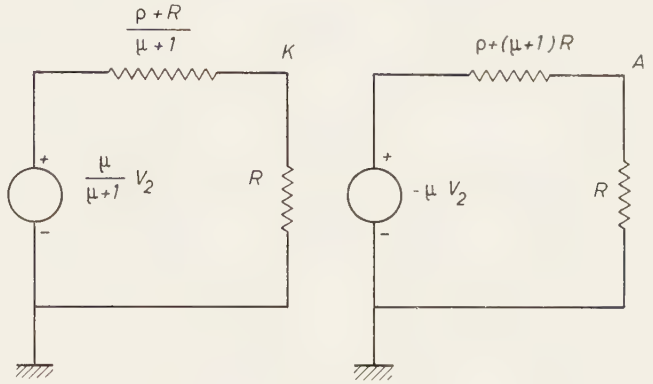


Fig. 59.

générateur équivalent : $\rho + (\mu + 1) R$ est plus importante que celle du générateur équivalent vu de la cathode : $\frac{\rho + R}{\mu + 1}$. Pour compenser cette dissymétrie, on place une capacité C_0 sur la cathode. En négligeant ρ devant $(\mu + 1) R$, on obtient le schéma équivalent représenté *figure 60*.

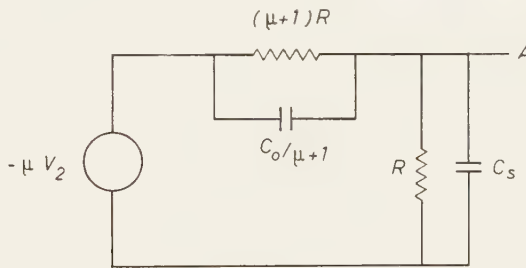


Fig. 60.

Une compensation correcte est obtenue pour $C_0 = C_s$. Nous avons ajusté C_0 et obtenu expérimentalement $C_0 = 10 \text{ pF}$. Les résistances R sont à couche de carbone étalonnées à 1 %. Nous les avons ajustées à 0,1 % à l'aide de résistances d'appoint placées en parallèle.

ÉTAGE REDRESSEUR.

Le déphaseur doit être isolé de l'étage redresseur afin d'arrêter les tensions continues du tube, mais aussi pour permettre la superposition de la tension de polarisation $V_0 = \frac{1}{k}$ nécessaire au diviseur.

Mais alors, le redressement n'est possible que si l'on restitue la composante continue qui va naître. A cette fin, chaque condensateur d'isolement est suivi de deux branches comportant chacune une diode conduisant alternativement pendant la demi-période du signal (*fig. 61*). Ainsi, le signal alternatif est parfaitement transmis à travers le condensateur alternativement chargé et déchargé et l'impédance de charge du déphaseur est constante.

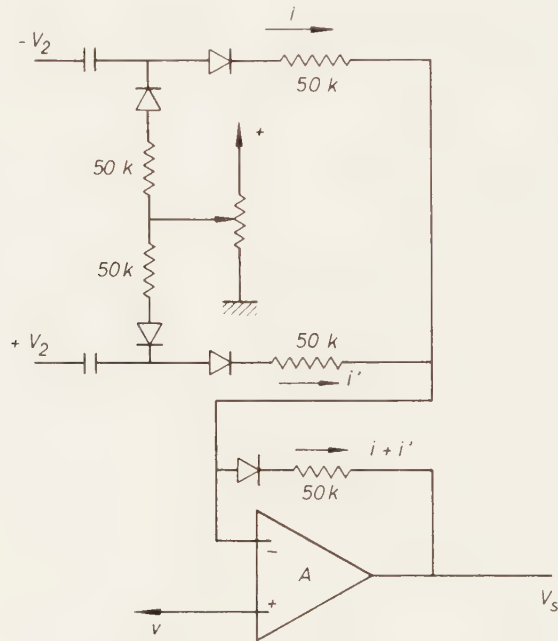


Fig. 61.

Afin d'obtenir une tension de sortie parfaitement redressée, les points A et B communs aux deux branches doivent être ramenés au même potentiel continu qui est celui de l'entrée — de l'amplificateur opérationnel. On effectue ce réglage à l'aide d'un potentiomètre.

Les deux moitiés du signal $-|V_2|$ sont additionnées par l'amplificateur opérationnel. Celui-ci a la particularité de comporter une diode dans la résistance de réaction, ce qui élimine l'influence de la résistance directe de cette diode, particulièrement aux basses amplitudes. En appelant r_i la résistance interne de la diode, on obtient :

$$(57) \quad V_s = -V_2 \frac{r_i}{R + r_i}$$

La tension de polarisation V_0 s'ajoute sur l'entrée + de l'amplificateur opérationnel. Afin d'empêcher que le réglage de cette tension n'influe sur le potentiel du point A, nous avons disposé les potentiomètres de réglage comme indiqué sur le schéma (*fig. 62*).

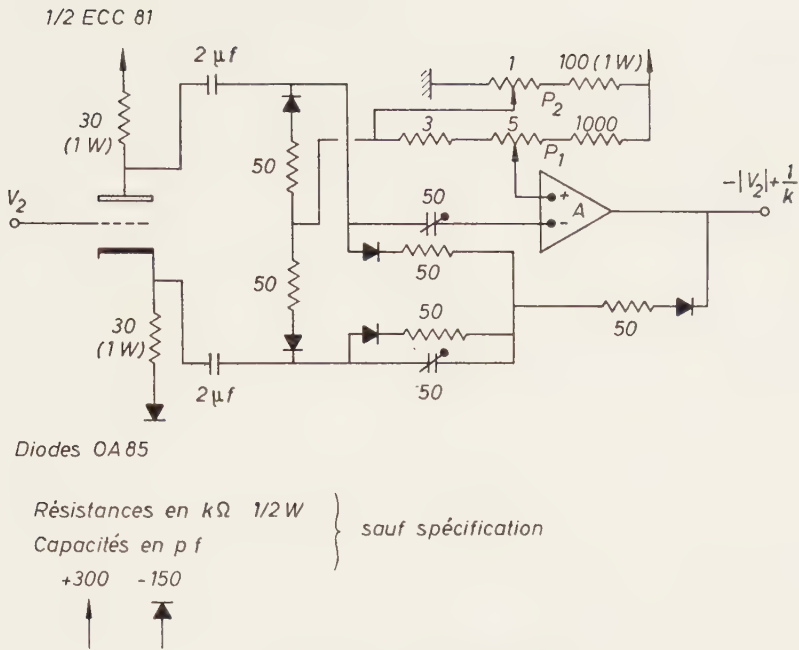


Fig. 62. - - Valeur absolue.

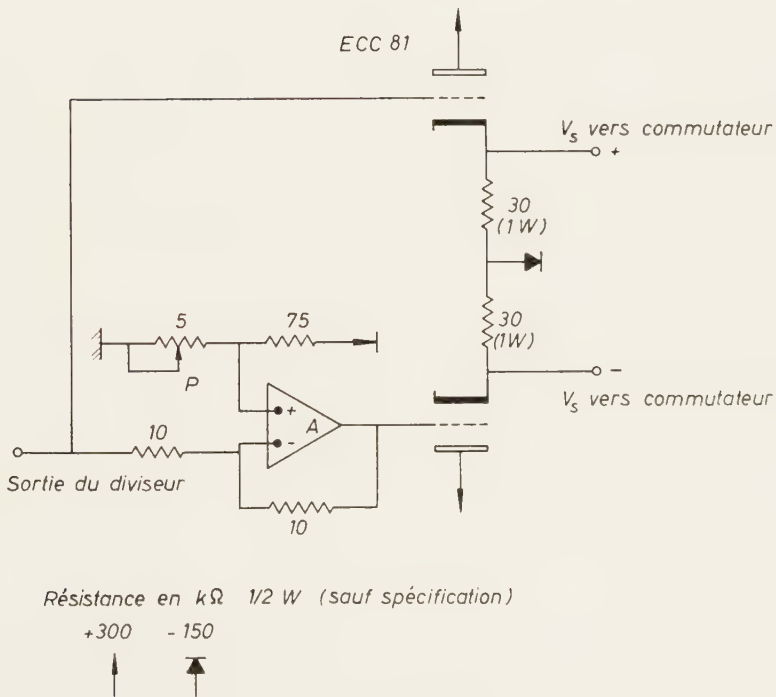


Fig. 63. — Circuits de sortie du diviseur.

Le réglage de phase se fait séparément sur chaque demi-alternance à l'aide de deux condensateurs ajustables de 50 pF placés en parallèle sur les résistances de l'amplificateur opérationnel. Les résistances sont de 50 k Ω ajustées à 0,1 %, comme précédemment. Les diodes sont des OA 85 qui supportent 100 V de tension inverse. Les condensateurs d'isolement valent 2 μ F, ce qui permet de descendre jusqu'à 1 000 Hz sans déphasage. Ils doivent présenter une très forte résistance d'isolement pour ne pas faire varier la polarisation des diodes. C'est pourquoi nous avons choisi des condensateurs au Mylar : $10^{10} \Omega \times \mu$ F.

Résultats obtenus : tension redressée sans déphasage de 1 000 Hz à 50 000 Hz, tout en conservant parfaitement la forme de la partie angulaire.

Le redressement est encore très correct pour des tensions aussi faibles que 100 mV d'amplitude crête.

3,8

RESTITUTION DU SIGNE

Afin de rétablir le signe de la tension de sortie V_s du diviseur, nous avons mis au point un dispositif synchronisé par la tension V_2 : un commutateur électronique reçoit les tensions V_s et $-V_s$. Il restitue V_s lorsque V_2 est positif et $-V_s$ lorsque V_2 est négatif. Il est commandé par des tensions rectangulaires obtenues par amplificateur et écrêtage de V_2 (*fig. 64*).

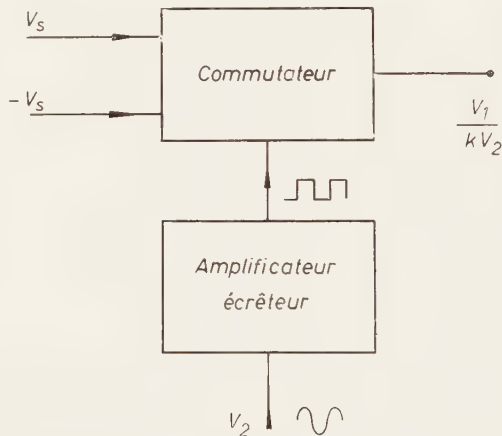


Fig. 64.

3,81 Changeur de signe.

La tension de sortie du diviseur V_s est envoyée dans un amplificateur opérationnel monté en changeur de signe. Les deux tensions V_s et $-V_s$ dont on dispose, attaquent deux cathodynes identiques qui restituent ces deux signaux sous une impédance basse et égale pour les deux voies. Le niveau continu est ajusté à l'aide d'un potentiomètre monté sur l'entrée + comme indiqué sur le schéma (*fig. 63*).

3.82 Commutateur.

Ses qualités doivent être les suivantes :

- *rapidité* : pour restituer correctement des signaux jusqu'à 15 000 Hz, il doit fonctionner en moins de 1/100 de la période, soit en 0,5 μ s environ ;
- *linéarité* : pour conserver, sans altération, le signal de sortie dans tout le domaine de fonctionnement.
- *passage de la composante continue* : même si elle est faible.

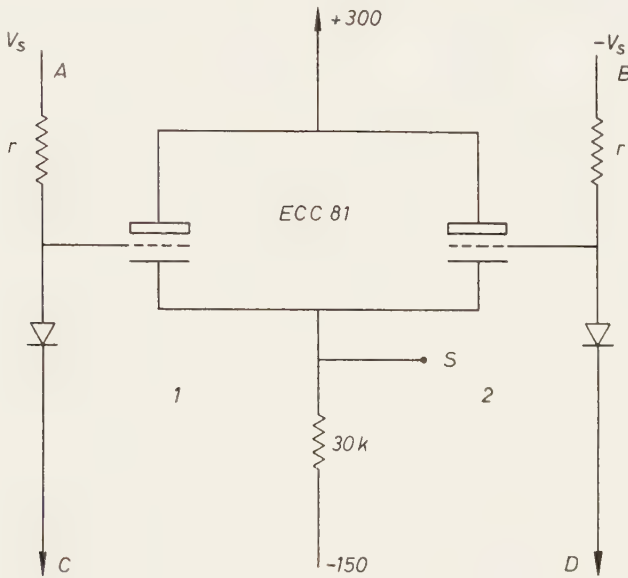


Fig. 65.

Nous avons choisi le dispositif suivant (*fig. 65 et 66*) qui possède toutes les qualités du cathodyne, c'est-à-dire qu'au point de vue linéarité et dérivé, il est excellent.

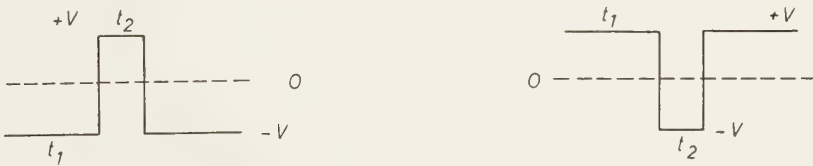


Fig. 66.

L'ensemble est constitué par deux tubes montés en cathodyne, avec une même résistance de cathode. Les tensions sur les grilles sont telles que l'un des tubes est bloqué pendant que l'autre conduit.

Les tensions à commuter sont amenées en A et B, tandis que les signaux de commande du commutateur sont amenés en opposition en C et D.

A l'instant t_1 , C est porté au potentiel négatif, $-V$ et D au potentiel $+V$. La diode (1) conduit et entraîne la grille correspondante à la tension $-V$, tandis que la diode (2) étant bloquée, la grille (2) est au potentiel de B à travers r . Le tube (1) est bloqué et le tube (2) transmet le signal de B comme le ferait un cathodyne. C'est le potentiel de A qui est transmis à l'instant t_2 . Le tube utilisé est une double triode ECC 81. La partie qui n'est pas bloquée admet un courant de 5 mA, et possède une impédance interne de 200 Ω . La tension plaque étant 300 V, il faut 7,5 V pour bloquer le tube.

Les diodes utilisées sont des OA 70. On a placé deux de ces diodes en série afin de tenir une tension inverse de 30 V.

CHOIX DE V . — Choix de r .

Si nous appelons r_d et r_i les résistances directe et inverse des diodes utilisées, les tensions sur chaque grille (fig. 67) sont :

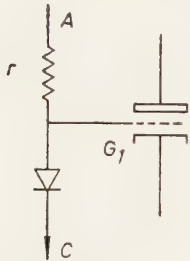


Fig. 67.

pour G_1 :

$$(58) \quad \text{au temps } t_1 : V_{G_1} = \frac{r_d V_A + r V_e}{r + r_d};$$

$$(59) \quad \text{au temps } t_2 : V_{G_1} = \frac{r_i V_A + r V_e}{r + r_i}.$$

Au temps t_1 , le tube est bloqué et le signal parasite $\frac{r_d}{r} V_A$, par rapport à une diode parfaite, n'a aucune influence sur le signal de sortie.

Au temps t_2 , le signal sur G_1 , si la diode était parfaite, serait V_A . Du fait de la résistance inverse non infinie de la diode, il se superpose un signal :

$$-\frac{r}{r + r_i} V_e \simeq -\frac{r}{r_i} V_e.$$

Ce signal n'a aucune importance si le signal de synchronisation est parfaitement rectangulaire, car il apparaît comme une composante continue supplémentaire, constante, facile à éliminer. Mais il existe un « dépassement », celui-ci se retrouvera en partie sur le signal de sortie atténué dans le rapport $\frac{r}{r_i}$. Nous avons donc veillé à obtenir une tension très rectangulaire, comme nous le verrons.

Donc $\frac{r}{r_i}$ doit être aussi faible que possible. r_i étant fixé par V et par la diode, il faut choisir r aussi faible que possible. Mais, comme r limite le courant direct dans la diode au temps t_2 , nous avons choisi $R = 1 \text{ k } \Omega$.

Le potentiel V doit être supérieur à la tension de blocage majorée de la tension du signal le plus grand, c'est-à-dire $V > 12$. Nous avons pris $2V = 24 \text{ V}$.

RÉGIME TRANSITOIRE.

Au moment de la commutation, il apparaît une impulsion sur la tension de sortie. En effet, la capacité parallèle de la diode est de 1 pF. Si cette valeur est négligeable vis-à-vis de la résistance directe de la diode, il n'en est pas de même lorsque la diode est bloquée. Nous avons alors le schéma équivalent représenté *figure 68*.

Nous allons étudier le régime transitoire très simple qui correspond à $V_A = 0$, puisque la commutation a lieu lors d'un passage à zéro.

Si le signal de synchronisation (*fig. 69*) a un temps de montée nul, il va apparaître sur la grille G une tension transitoire au moment de la commutation :

$$V_G = V \frac{C_e}{C_e + C} \quad \begin{array}{l} C_e \text{ capacité d'entrée du tube} \\ C \text{ capacité parallèle de la diode} \end{array}$$

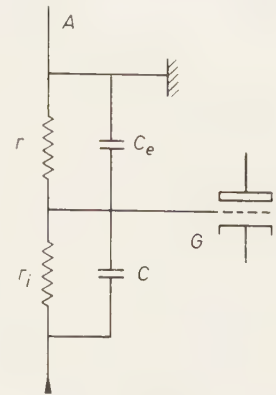


Fig. 68.

et la tension permanente est donnée par l'équation (59) pour $V_0 = 0$:

$$V_G = V \frac{r}{r + r_i} \quad r_i \text{ résistance inverse de la diode.}$$

Ce régime transitoire va s'éteindre avec la constante de temps (*fig. 70*) :

$$\tau = r(C_e + C) \quad \text{car} \quad r_i \gg r.$$



Fig. 69.

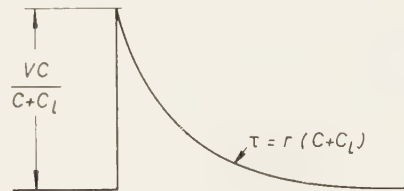


Fig. 70.

On peut considérer qu'au bout de 7τ , le régime transitoire est parfaitement éteint. On en déduit le temps de commutation minimal du montage, avec les valeurs que nous utilisons ; ce temps est extrêmement faible en raison de la faible capacité d'entrée du cathodyne : 3 pF environ, et de la faible capacité : $C = 1$ pF.

$$t_{\min} = 7\tau = 28.10^{-9} \text{ s.}$$

Ce temps est largement inférieur à celui que nous nous proposons d'atteindre. Si le front de montée de la tension de synchronisation n'est pas nul, comme c'est le cas, l'impulsion transitoire n'aura pas un front parfaitement raide.

Si cette tension de synchronisation a un temps de montée τ' (*fig. 72*), on peut écrire son expression symbolique :

$$\frac{Vt}{\tau'} = \frac{V}{\tau' p^2}$$

et l'expression symbolique de la tension de grille G sera, avec les notations de la *figure 71* en tenant compte du fait que $r_i \gg r'$;

$$V_G \simeq \frac{rV(r_i C p + 1)}{r_i \tau' p^2 (r C_e p + 1)} = V \frac{r}{r_i \tau'} \left[\frac{r_i C}{p(1 + r C_e p)} + \frac{1}{p^2 (r C_e p + 1)} \right].$$

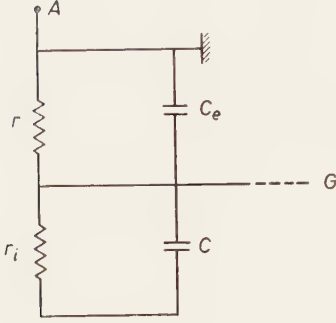


Fig. 71.

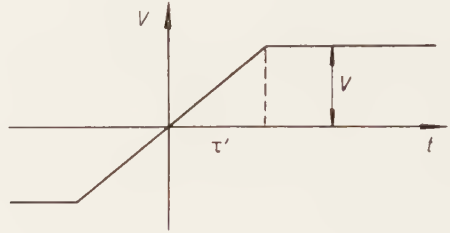


Fig. 72.

Les deux fonctions $F(p)$ ont une transformée $f(t)$ simple et la tension V_G s'écrit finalement :

$$V_G = V \frac{r}{r_i} \left[\frac{r_i C}{\tau'} - \frac{r C_e}{\tau'} \left(1 - e^{-\frac{t}{r C_e}} \right) + \frac{t}{\tau'} \right].$$

On voit que V_G est la somme de la tension qui existerait en l'absence de capacités, majorée d'une tension due à la présence des capacités, qui prend naissance avec la constante de temps $r C_e$. L'amplitude maximale de l'impulsion transitoire est atteinte pour $t = \tau'$ (*fig. 73*). Mais dans le circuit que nous étudions $C r_i \gg r C_e$.

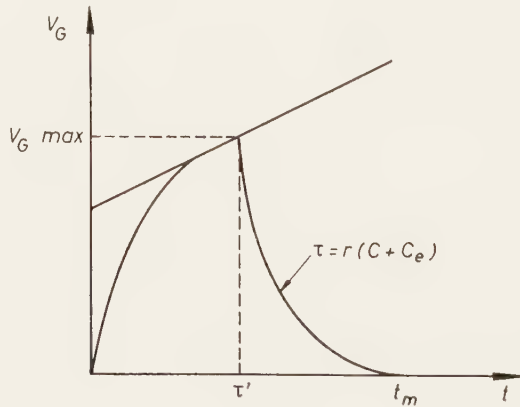


Fig. 73.

De plus τ est au moins $0,1 \mu s = 10^{-7} s$ alors que $r C_e$ vaut $3 \cdot 10^{-9}$. Nous pouvons donc dire que, lorsque l'amplitude maximale est atteinte, le terme exponentiel est toujours négligeable. D'où :

$$V_{G \max} = V \left(\frac{r}{r_i} + \frac{r C}{\tau'} \right).$$

Pour $t_2 - t_1 = 0,2 \mu s = 2 \cdot 10^{-7} s$:

$$V = 25 V.$$

Pour la fréquence la plus basse, $\omega = 10^4$:

$$A_0 = 1 V.$$

$$G = \frac{25}{10^4 \times 2 \cdot 10^{-7}} = 12\,500.$$

Comme nous désirons que le signe soit fixé avec une marge de sécurité, nous avons choisi un gain total de 14 000, ce qui donne entière satisfaction.

Le schéma synoptique est représenté par la *figure 75*.

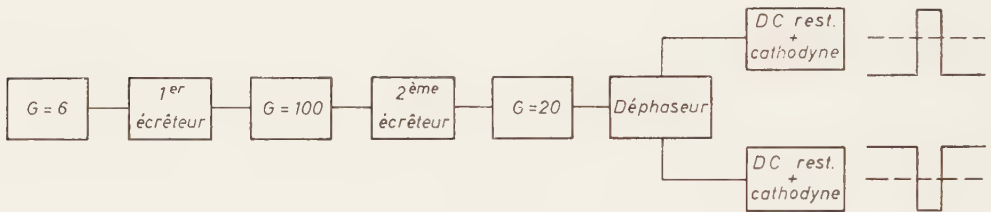


Fig. 75.

PREMIER AMPLIFICATEUR.

Cet amplificateur a un gain faible, car il reçoit des tensions d'entrée relativement élevées et de forte dynamique. C'est une demi-triode ECC 81 avec contre-réaction dans la cathode (*fig. 76*).

Point de fonctionnement :

$$V_b = 300 V ; \quad V_p = 150 V ; \quad \mu = 50 ;$$

$$i_p = 3 \text{ mA} ; \quad \rho = 20 \text{ k} \Omega ;$$

$$G_1 = \frac{50}{1 + \frac{20 + 50 \times 65}{50}} = 6,3.$$

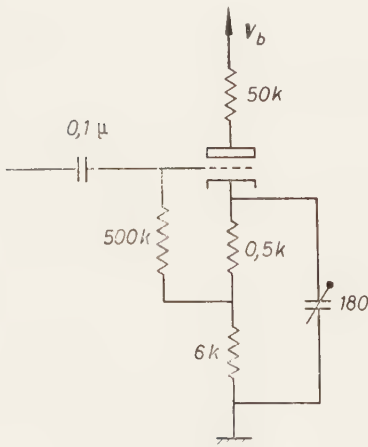


Fig. 76.

Un condensateur de compensation a été placé sur la cathode pour réduire le déphasage aux fréquences élevées. Nous l'avons ajusté expérimentalement à 180 pF.

DEUXIÈME AMPLIFICATEUR.

Cet amplificateur reçoit des tensions trapézoïdales d'amplitude constante et n'ayant pas un front de montée très raide. Il a donc un gain élevé et une bande passante moyenne. Il est constitué des deux moitiés d'une double triode ECC 81 et muni d'une chaîne de réaction négative, avec un condensateur de compensation qui réduit le temps de transit du signal. Son schéma est représenté (*fig. 20*).

Le gain total de l'amplificateur en l'absence de la chaîne de réaction est : $G_0 = G_1 G_2 = 940$. La résistance de réaction négative est 57 k Ω . Le coefficient de réaction est : $\beta G_0 = 8,2$.

Le gain avec contre-réaction est :

$$G = \frac{G_0}{1 - \beta G_0} = 102.$$

TROISIÈME AMPLIFICATEUR.

Il reçoit des tensions carrées de 0,1 μ s de temps de montée qu'il doit transmettre correctement. Aussi, avons-nous augmenté le taux de réaction négative et diminué la résistance de charge de l'étage de sortie ; cet amplificateur est également constitué par les deux moitiés d'un tube ECC 81.

Le gain total en l'absence de la réaction négative est : $G_0 = G_1 G_2 = 675$. Le coefficient de réaction est $\beta G_0 = 34$. Il est très important. De ce fait, le gain est pratiquement égal à 20 et nous n'avons pas placé de condensateur de compensation pour ne pas trop augmenter le dépassement du front de tension carrée.

Le temps de montée de cet amplificateur est inférieur à 0,1 μ s.

ÉCRÊTAGES.

Nous avons utilisé deux doubles écrêteurs à diodes série, dont le schéma est représenté par la *figure 77*.

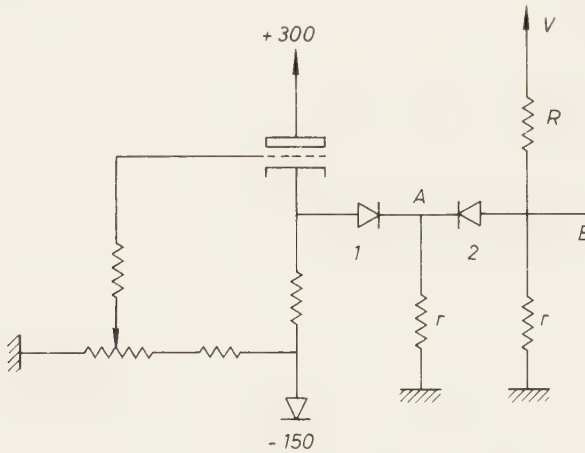


Fig. 77.

Lorsque la diode (2) est bloquée, le potentiel du point B est :

$$V_B = V \frac{r}{R + r}.$$

Lorsque la diode (1) est bloquée, le potentiel des points A et B est le même et a pour valeur :

$$V_A = V_B = V \frac{r}{Z(r + R)}.$$

Ces deux valeurs représenteront les seuils d'écèlement de la tension d'entrée. La différence du potentiel entre ces deux seuils est donc :

$$(60) \quad V = V \frac{r}{2(R + r)}.$$

Le niveau continu d'entrée en l'absence de signal doit être au milieu des deux seuils de manière à ce que l'écèlement soit :

$$V_c = V \frac{3r}{4(R + r)}.$$

Cet écèlement doit être attaqué par un circuit basse impédance en raison des variations de l'impédance d'entrée dues au fonctionnement discontinu des diodes et qui peut fournir la composante continue qui prend naissance. C'est pourquoi nous avons placé un cathodyne avant chaque écèlement. Un potentiomètre placé dans le circuit de grille de ce cathodyne permet d'ajuster la symétrie de l'écèlement en ajustant V_0 .



Fig. 78.

Le premier écèlement donne une tension nivelée à $\pm 0,2$ V (fig. 78).

Pour $r = 4$ k Ω et $V = 300$ V, on obtient $R = 3$ M Ω et la tension V_0 donnée par la formule (61) vaut 0,3 V. L'étage cathodyne d'entrée est identique à ceux que nous avons déjà étudiés, et son recul de grille est 4 V. Il faut donc ramener la grille de ce cathodyne à un potentiel négatif de 3,7 V, à l'aide d'un potentiomètre de 10 k Ω , conformément au schéma (fig. 77).

Le deuxième écèlement donne une tension nivelée à $\pm 0,6$ V de manière à ce que la tension de sortie du deuxième amplificateur soit 24 V. Les résistances r sont plus faibles, afin de réduire l'influence des capacités parasites :

$$r = 1 \text{ k}\Omega.$$

On obtient les valeurs suivantes, pour $V = 300$ V :

$$R = 125 \text{ k}\Omega \quad \text{dissipation } 1 \text{ W} \quad V_0 = 1,3 \text{ V}.$$

DÉPHASEUR ET RESTITUTION DE LA COMPOSANTE CONTINUE.

L'étage déphaseur est identique à celui que nous avons étudié dans le circuit de valeur absolue : un demi-tube ECC 81 comportant deux résistances égales à 30 k Ω dans la grille et la cathode. Nous avons vu que cet étage avait un gain voisin de l'unité.

À la suite du déphaseur, nous avons placé un dispositif de restitution de la composante continue du signal de synchronisation. Ce dispositif assure, d'une part, la transmission de la composante continue apparaissant lorsque le signal rectangulaire a une largeur variable, et, d'autre part, fixe le niveau continu des grilles du commu-

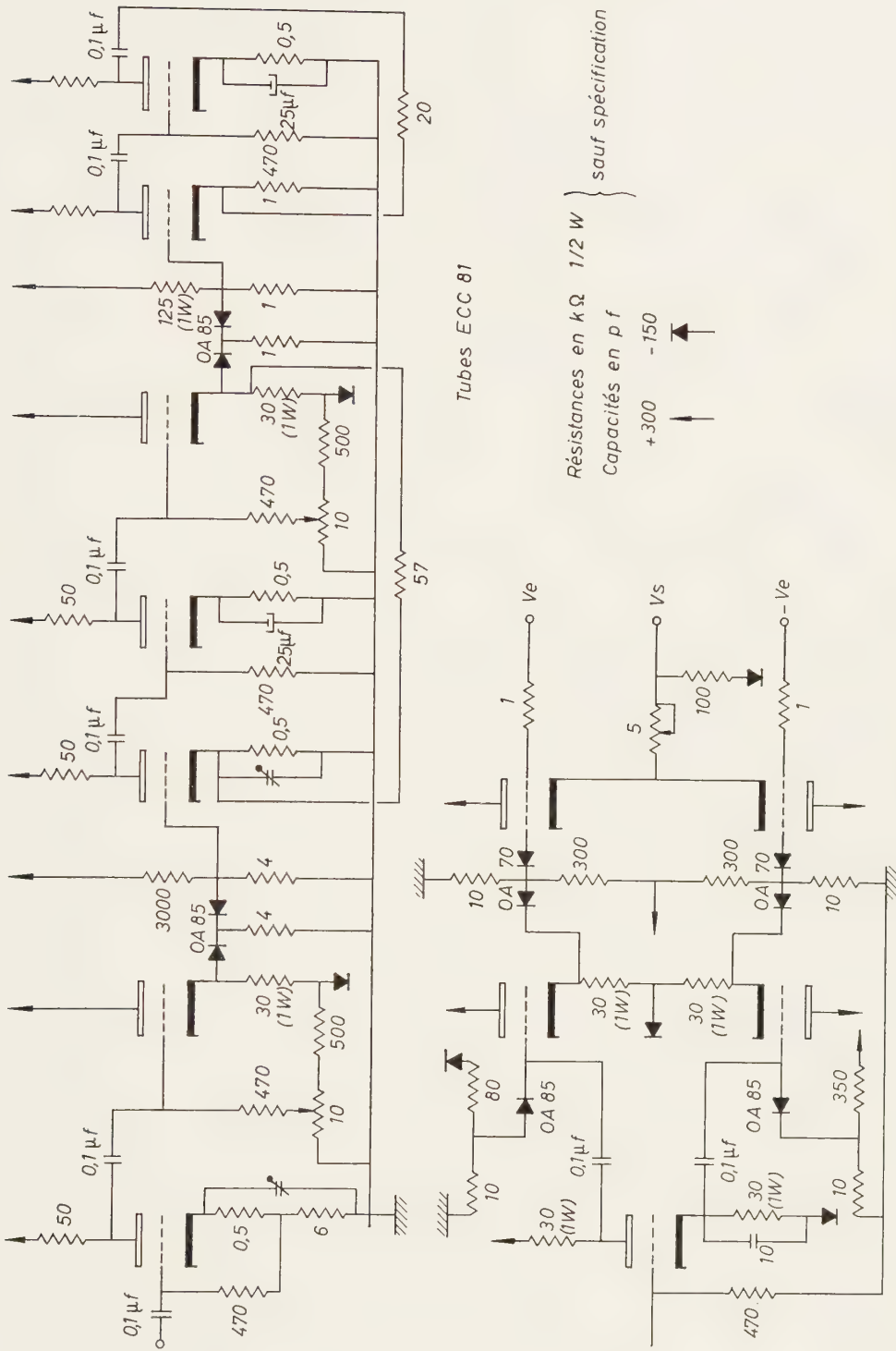


Fig. 79. — Commutateur.

tateur, de manière à ce qu'en l'absence de signal, un seul tube commutateur conduise (fig. 80 et 81).

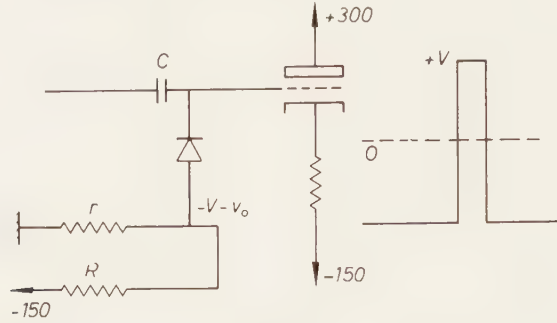


Fig. 80.

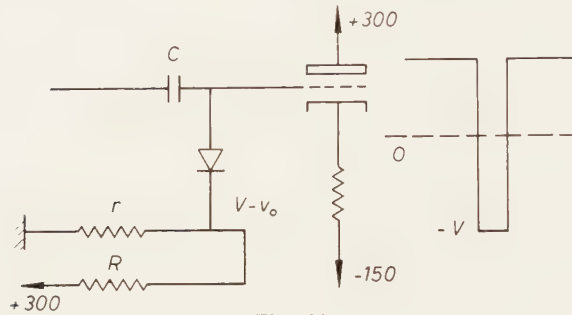


Fig. 81.

En appelant v le recul de grille des cathodynes, une de ces grilles est ramenée au potentiel $V - v_0$ et l'autre au potentiel $-V - v_0$. Ainsi, en l'absence de tension V_2 , le tube (1) du commutateur est bloqué et le tube (2) conduit.

Pour que la restitution de la composante continue se fasse correctement, il faut que la constante de temps $C(r_d + r)$ soit faible vis-à-vis de $C(r_i + r)$, c'est pourquoi r est faible : 10 k Ω .

Les cathodynes sont constitués par les deux moitiés d'une triode ECC 81, identiques aux cathodynes étudiés dans ce même chapitre. Ils ont un recul de grille de $v_0 = 4$ V. Nous avons vu que $V = 12$ V, ce qui donne les valeurs de R et R' :

$$R = 83 \text{ k} \Omega, \quad R' = 360 \text{ k} \Omega.$$

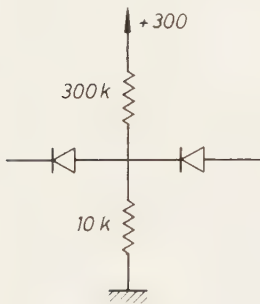


Fig. 82.

Comme nous l'avons indiqué, le commutateur est attaqué à travers deux diodes OA 70 en série (fig. 82). Afin de supprimer les dépassements positifs de la tension rectangulaire qui se retrouvent en partie sur la tension de sortie, le point milieu de ces diodes est porté à un potentiel de 10 V et les tensions rectangulaires sont nivelées à ce niveau.

Résultats obtenus :

- L'ensemble ne comporte que six tubes ECC 81 ;
- pour une fréquence de 1 500 Hz et une tension de 1 V crête, la durée de la commutation est de 0,3 μ s ;
- pour une fréquence de 15 000 Hz cette durée est de 0,1 μ s ;

— le régime transitoire pendant le temps de la commutation est une impulsion d'amplitude 0,4 V et de largeur variant entre 0,1 μ s et 0,3 μ s suivant la fréquence et l'amplitude d'entrée.

3,9 RÉSULTATS OBTENUS A L'AIDE DE L'ENSEMBLE DES AMPLIFICATEURS ET DU CALCULATEUR

Nous avons effectué des essais de l'ensemble que nous venons d'étudier en introduisant à l'entrée deux tensions dont l'une est retardée à l'aide d'une ligne à retard variable, de 1 μ s maximum, ce qui nous place dans un cas plus défavorable que la réalité puisque le retard maximal entre deux cadres est de 2,3 μ s.

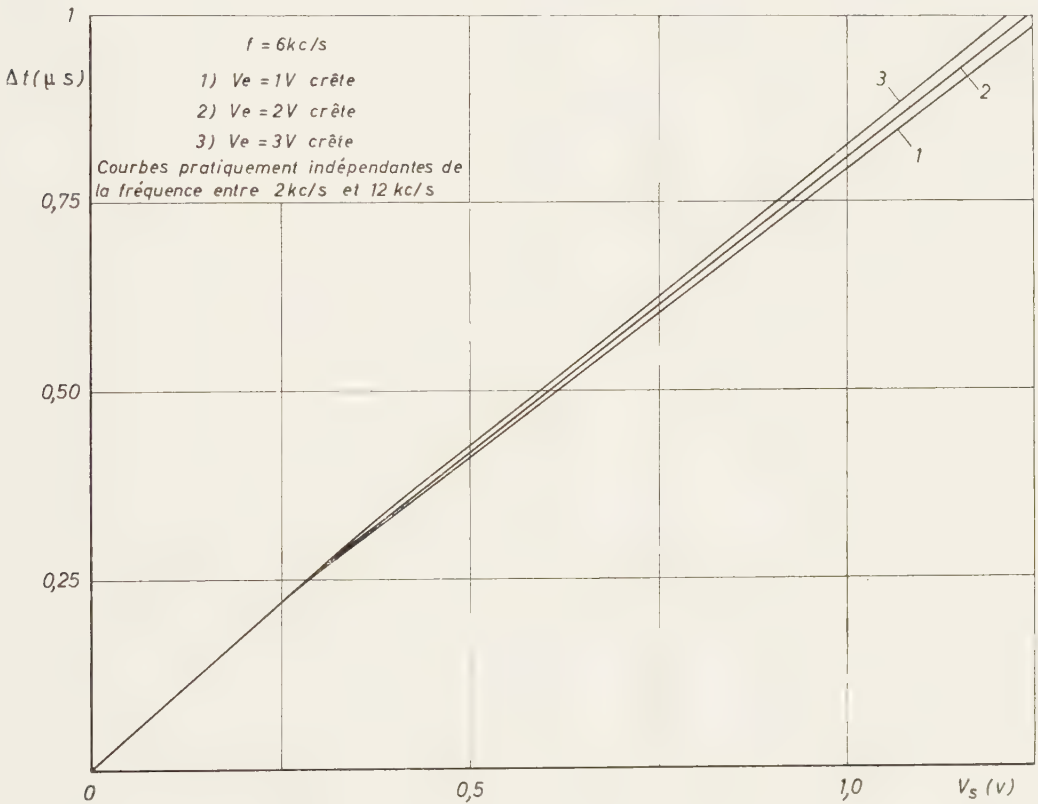


Fig. 83. — Courbes de réponse du calculateur.
 $V_s = f(\Delta t)$.

Les résultats sont résumés par les courbes de la *figure 83* :

— la caractéristique la plus importante est la linéarité de l'appareil en fonction du retard. A ce point de vue, les résultats sont excellents et les courbes sont très voisines de la droite ;

— pour une amplitude d'entrée donnée, chacune de ces courbes est indépendante de la fréquence entre 3 000 Hz et 12 000 Hz ;

— pour un retard donné et une fréquence donnée, la tension de sortie ne varie que très légèrement en fonction de l'amplitude d'entrée si celle-ci varie dans un rapport de 1 à 5. Mais cette dynamique est tout de même faible pour les phénomènes atmosphériques que nous étudions.

Des essais ont été réalisés en régime transitoire, d'une part avec une fréquence glissante fournie par un générateur à fréquence variable simulant un sifflement, et, d'autre part, avec un enregistrement magnétique de sifflement. Dans les deux cas, pour un retard donné, la tension de sortie du calculateur est restée constante durant le phénomène, ce qui nous permet de penser que le calculateur fonctionnera correctement avec des sifflements recueillis par les aériens.

DISPOSITIF DE LECTURE

4,1

OSCILLOSCOPE

Les tensions issues des deux diviseurs sont envoyées sur les entrées des amplificateurs x et y d'un oscilloscope, après un filtrage destiné à améliorer la précision de l'appareillage et rendre la trajectoire du spot plus nette.

Lorsque les réglages sont effectués correctement, le diviseur fournit une tension de l'ordre de 2 V pour la direction d'arrivée horizontale donnant la plus grande amplitude. Aussi, les amplificateurs de l'oscilloscope sont composés d'un simple étage différentiel, représenté *figure 89*. Les deux moitiés de cet amplificateur sont des tubes 6 AM 6.

Le cadrage du spot de l'oscilloscope s'effectue en réglant le potentiel continu de la grille de l'un des tubes, tandis que le signal est envoyé sur la grille du deuxième tube de cet amplificateur. Le réglage du gain se fait à l'aide d'un potentiomètre de faible valeur, 10 k Ω , placé à l'entrée de l'amplificateur. De ce fait, il n'a pas été nécessaire de disposer un réglage de l'équilibrage.

4,2

ELLIPSES DE POLARISATION EN PROJECTION

Nous superposons les ellipses de polarisation en projection au diagramme d'arrivée des sifflements, en ajoutant périodiquement au signal provenant de chaque diviseur le signal provenant de l'un des cadres croisés. A cet effet, un interrupteur électronique commandé par un générateur d'impulsions à fréquence et à largeur variables, interrompt périodiquement le signal provenant des cadres de polarisation (*fig. 89*).

L'interrupteur électronique est basé sur le même principe que le commutateur que nous avons étudié au chapitre III. L'une des entrées est reliée à la masse tandis que la deuxième est réunie à la sortie d'un amplificateur de polarisation. Ainsi, les signaux de polarisation se retrouvent périodiquement sur la cathode du tube (*fig. 84*).

Cependant, une différence apparaît dans ce montage.

Dans le fonctionnement en commutateur, les points A et B étaient reliés à deux étages « cathodyne » de niveau continu moyen identique.

Dans le fonctionnement en interrupteur, le point B n'est pas relié à un « cathodyne » et il faut donc égaliser les niveaux continus des points A et B en ramenant le point B sur le point milieu d'un potentiomètre permettant d'ajuster la tension aux alentours de + 4 V, qui est la tension moyenne du point A en l'absence de signal. Ce potentiomètre doit avoir une faible résistance pour ne pas augmenter l'amplitude du régime transitoire. Aussi, avons-nous placé un pont diviseur de tension comportant une

résistance de $50\text{ k}\Omega$ en série avec un potentiomètre de $2,5\text{ k}\Omega$ (fig. 85). Lorsque le point B est à $+4\text{ V}$, la résistance du pont est de $1,3\text{ k}\Omega$. C'est pourquoi nous avons supprimé la résistance de $1\text{ k}\Omega$ qui figurait initialement sur la grille du tube 2.

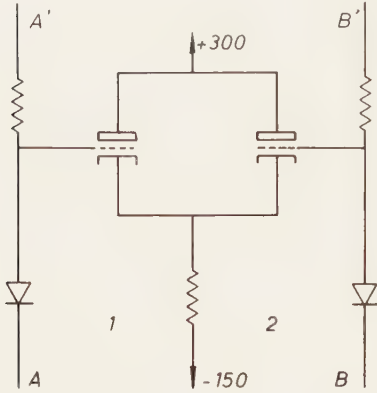


Fig. 84.

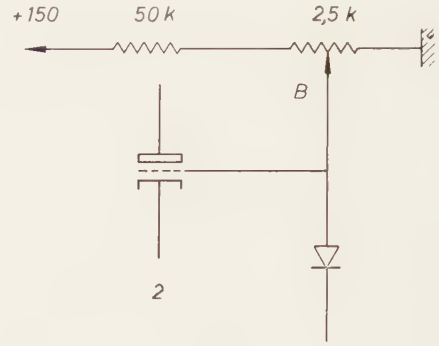


Fig. 85.

Le générateur de signaux de synchronisation est composé de :

1° Un multivibrateur fournissant des signaux rectangulaires à fréquence variable. Il est constitué par les deux moitiés d'une triode E 92 CC montées de la manière indiquée figure 86 :

$$R_1 = 10\text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1\text{ M}\Omega, \quad C = 22\text{ 000 pF}.$$

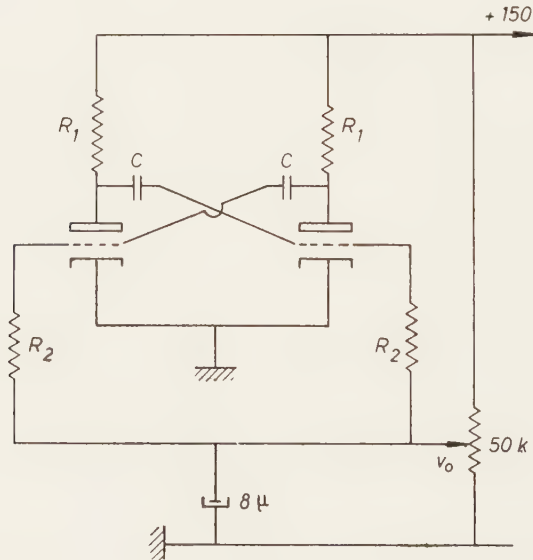


Fig. 86.

Le réglage de la fréquence s'effectue en ramenant les grilles à un point de potentiel v_0 compris entre 0 et $+150\text{ V}$, ce point étant découpé par un condensateur de $8\text{ }\mu\text{F}$.

Ce multivibrateur étant symétrique, sa demi-période est donnée par la relation :

$$\frac{T}{2} = (R_1 + R_2) C \operatorname{Log} \frac{V_b - V_a + v_0}{C + v_0},$$

V_a : tension de l'anode du tube conducteur, 65 V ;

C : tension de blocage du tube pour $V_p = V_b = 150$ V, $C = -5$ V.

Avec les valeurs indiquées ci-dessus, nous obtenons pour $v_0 = 0$ (curseur du potentiomètre à la masse) :

$$T = 0,112 \text{ s, soit une fréquence } f = 9,6 \text{ Hz ;}$$

pour $v_0 = V_b$ (curseur du potentiomètre à la haute tension) :

$$T' = 0,017 \text{ s, soit une fréquence } f' = 64 \text{ Hz ;}$$

ces résultats concordent parfaitement avec l'expérience.

Ces deux fréquences extrêmes peuvent être modifiées en changeant la valeur de C , mais alors le rapport f/f' reste constant. On recueille à la sortie du multivibrateur des tensions rectangulaires d'amplitude 85 V.

2° Un *dérivateur* constitué par un condensateur de 200 pF et d'une résistance 15 k Ω . L'impédance des circuits de charge étant, comme nous le verrons, très grande, la constante de temps du dérivateur est de :

$$\tau = 3 \text{ } \mu\text{s.}$$

Il est à remarquer que les fronts de descente de la tension carrée fournie par le multivibrateur sont plus raides que les fronts de montée (*fig. 87*). Aussi, les impulsions négatives délivrées par le dérivateur sont-elles d'amplitude plus grande que les impulsions positives. Nous utiliserons ce fait par la suite, en attaquant le générateur monostable par des impulsions négatives, ce qui présente le double avantage d'une attaque plus franche et d'une facilité plus grande pour supprimer les impulsions positives d'amplitude plus faible et de temps de montée supérieur.

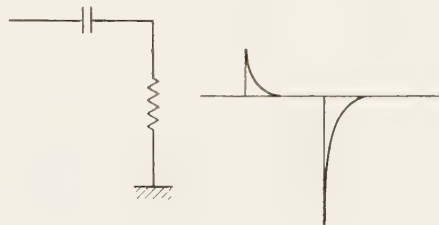


Fig. 87.

3° Un *monostable* dont la fréquence de basculement est synchronisée par le multivibrateur et dont la largeur des impulsions est réglable. Ce monostable à couplage cathodique est constitué par les deux moitiés d'un tube ECC 82 monté de la manière indiquée *figure 88*.

Il est attaqué à travers une diode OA 85 qui supprime les impulsions positives qui pourraient provoquer un basculement prématuré.

La largeur des signaux rectangulaires recueillis sur la plaque du tube (1) est réglée par le potentiomètre qui fixe le potentiel de la grille du tube (2). Plus ce potentiel est élevé, plus la largeur de l'impulsion de sortie est faible. Une particularité intéressante de ce montage, est, que nous pouvons faire varier la largeur de l'impulsion de 3 ms à une largeur quasi nulle et, à la limite, on peut arrêter le fonctionnement du monostable à l'aide du même potentiomètre. On peut ainsi interrompre à volonté la superposition des ellipses de polarisation sans interrupteur spécial.

Le point de fonctionnement du tube (1), lorsqu'il conduit, est le suivant :

$$i_p = 5 \text{ mA}; \quad V_a = 90 \text{ V}; \quad V_k = 112 \text{ V}.$$

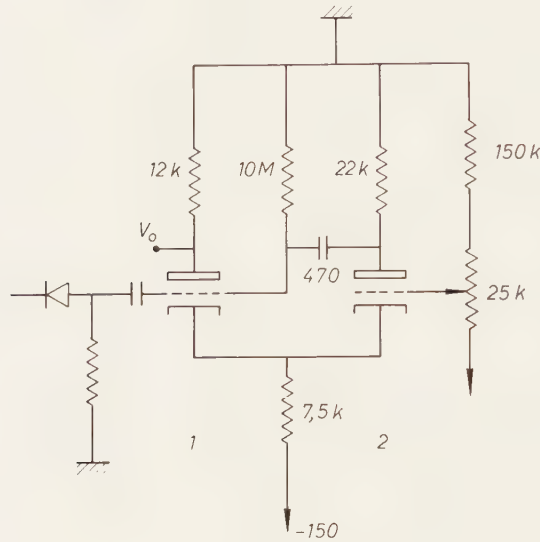


Fig. 88.

De même, le fonctionnement du tube (2) est, lorsqu'il conduit :

$$i_p = 4 \text{ mA}; \quad V_a = 70 \text{ V}; \quad V_k = 120 \text{ V}.$$

Comme nous recueillons les signaux rectangulaires sur l'anode du tube (1), leur amplitude est donc de 60 V.

Ces impulsions rectangulaires sont de fréquence variable entre 9,6 Hz et 64 Hz, et de largeur comprise entre 3 ms et quelques microsecondes. C'est-à-dire que leur rapport cyclique peut être extrêmement important.

4° Des circuits à liaisons continues comprenant un déphaseur et des cathodynes. A partir de la sortie du monostable, les liaisons transmettent la composante continue du signal pour deux raisons :

— le niveau continu des impulsions rectangulaires ne doit pas varier lorsque le rapport cyclique de ces impulsions change, comme nous l'avons vu dans l'étude du commutateur;

— lorsque le monostable est mis hors circuit, l'interrupteur doit avoir une position déterminée : il doit être fermé. Pour cela, les tensions de repos des cathodynes d'attaque de l'interrupteur doivent être, l'une positive et l'autre négative avec une amplitude minimale de 10 V.

4,3

SURMODULATION DU SPOT DE L'OSCILLOSCOPE

Les signaux issus des cadres croisés de polarisation ont une fréquence moyenne très supérieure à celle des signaux issus des calculateurs. Aussi avons-nous surmodulé le spot de l'oscilloscope afin d'égaliser les brillances des deux traces.

A cet effet, les signaux rectangulaires issus du monostable sont envoyés sur l'électrode Wehnelt du tube oscillographique, à travers un potentiomètre permettant d'ajuster le niveau de surmodulation en fonction de la fréquence et de la durée de superposition des ellipses de polarisation. Ce réglage est rendu indispensable afin de ne pas défocaliser le faisceau électronique par une surmodulation excessive.

1,4

DISPOSITIF D'ADDITION

Les circuits effectuant cette superposition sont représentés *figure 90*.

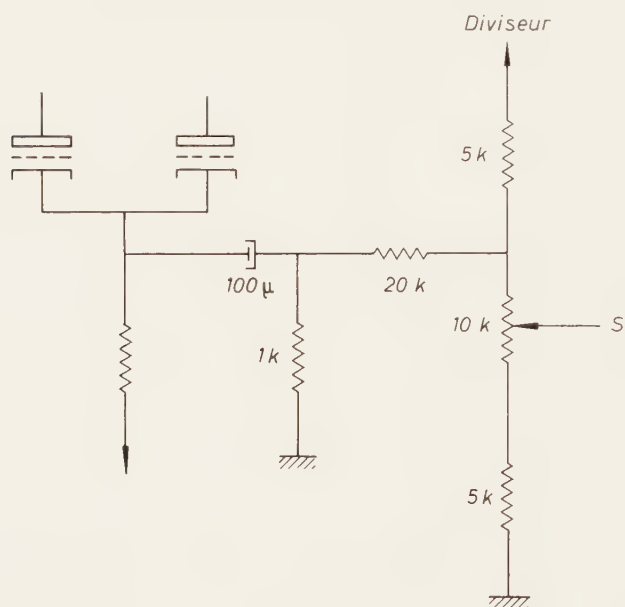


Fig. 90.

Les tensions fournies par le calculateur arrivent sur un pont de résistances, tandis que les signaux provenant des cadres de polarisation sont transmis à travers un condensateur de $100\ \mu\text{F}$ arrêtant la composante continue de la cathode de l'interrupteur. Une résistance de $1\ 000\ \Omega$ a été placée à la suite de ce condensateur, afin de supprimer la variation d'impédance d'une des branches du pont aux très basses fréquences.

Un potentiomètre ajuste le gain de l'amplificateur de déflexion. Il est en série avec une résistance de $5\ \text{k}\Omega$ qui réduit l'influence des capacités parasites de ce potentiomètre.

Résultats obtenus.

Nous avons réalisé la superposition de deux signaux de fréquence très différente : $10\ \text{Hz}$ et $5\ 000\ \text{Hz}$. Le réglage du temps de superposition permet de représenter périodiquement plusieurs cycles du signal à $5\ 000\ \text{Hz}$ ou, à volonté, seulement une fraction de cycle, la luminosité du spot restant suffisante grâce au dispositif de surmodulation.

Le diagramme obtenu est très facilement lisible grâce à la souplesse du réglage de la superposition des deux phénomènes observés.

Le schéma de principe est représenté par la figure 91.

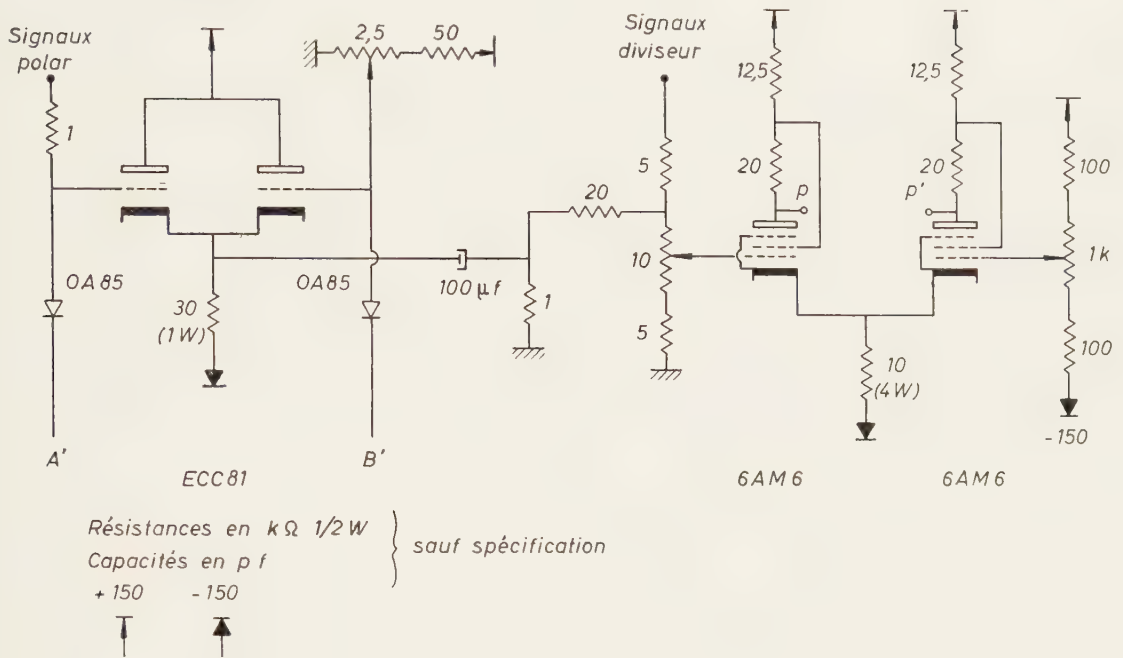


Fig. 91. — Amplificateur de déflexion et dispositif d'addition.

CIRCUITS D'ALIMENTATION

5,1

ALIMENTATION DU TUBE DE L'OSCILLOGRAPHÉ

Une alimentation THT réglée (*fig. 93*) fournit deux tensions négatives de $-1\,000\text{ V}$ pour la cathode et le Wehnelt du tube de l'oscillographe de lecture et une tension positive de post-accélération de $1\,500\text{ V}$.

5,2

ALIMENTATION BASSE TENSION

Nous avons besoin de quatre hautes tensions, $+300\text{ V}$, $+150\text{ V}$, -150 V et -300 V réglées avec beaucoup de soin afin de ne pas entraîner de dérive des circuits à liaison continue.

Ces tensions sont fournies par une alimentation stabilisée pouvant débiter 250 mA pour chaque tension (*fig. 92*).

Les tensions -150 V et -300 V sont réglées à partir d'un néon 85 A 2 dont la tension est comparée à la tension de sortie à l'aide d'un amplificateur différentiel ECC 83. Le signal d'erreur fourni par ce tube est encore amplifié par un tube 6 AU 6 avant d'être appliqué aux grilles de cinq tubes EL 86, en parallèle, montés en tube ballast. Un potentiomètre intercalé dans la chaîne d'asservissement permet d'ajuster ces hautes tensions. On fixe ainsi la tension de la masse par rapport aux tensions -300 V et -150 V .

Les tensions $+300\text{ V}$ et $+150\text{ V}$ sont stabilisées par un dispositif dont le principe est le même, mais la régulation est assurée en comparant ces tensions au potentiel de la masse.

Les redresseurs utilisés sont des redresseurs au silicium montés en pont, le filtrage étant assuré par de forts condensateurs chimiques.

L'ensemble, ainsi constitué, est protégé par quatre fusibles et un relais temporisé qui interdit la mise en service des hautes tensions lorsque le chauffage des tubes n'est pas assuré.

CONCLUSION

L'appareillage dont nous venons de faire l'étude a été réalisé et essayé en laboratoire. Il a permis la mesure précise de retards très faibles jusqu'à $0,1 \mu s$, et pour des tensions de forme complexe dont le spectre s'étend de 1 000 à 15 000 Hz.

Ces essais ont été effectués tant en régime permanent qu'avec des tensions à fréquence glissante simulant un sifflement, ainsi qu'avec un enregistrement de sifflement sur bande magnétique.

On a, ainsi, pu mettre en évidence la précision et la linéarité de l'appareillage et montrer que le résultat de la mesure est indépendant de la fréquence et de la tension d'entrée. Le seul élément qui en limite l'emploi est la dynamique relativement faible du diviseur. Mais l'amplitude d'un sifflement ne varie pas en général dans de grandes proportions dans la bande de fréquences admise par le calculateur, et l'appareillage doit fonctionner correctement sur de tels phénomènes.

La mise en œuvre, sur le terrain, de l'ensemble complet est en cours.

Des mesures vont être effectuées simultanément avec cet appareillage et avec un équipement utilisant des bases de 15 km. La confrontation des résultats fournira des renseignements très intéressants sur la validité de ces mesures.

BIBLIOGRAPHIE

- MILLMAN et TAUB. — *Pulse and digital circuits*, McGraw Hill Book Co.
FIFER. — *Analogue computation*, McGraw Book Hill Co.
SEELY. — *Electronic Engineering*, McGraw Hill Book Co.
TERMAN. — *Radio engineers handbook*, McGraw Hill Book Co.

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

CEINTURES DE RADIATIONS « VAN ALLEN »

Vu et approuvé :

Paris, le 9 juin 1962.

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

Marc ZAMANSKY.

Vu et permis d'imprimer :

Le Recteur de l'Académie de Paris,

Jean ROCHE.



SEDOCAR



IMPRIMERIE